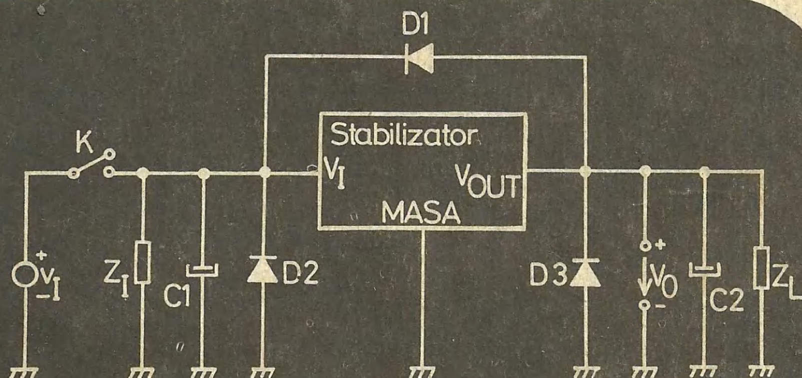




Colecția radio și televiziune 142

I. Ristea C. A. Popescu

Stabilizatoare de tensiune

Editura tehnică

ing. I. Ristea
ing. C. A. Popescu

Stabilizatoare de tensiune

142



Editura tehnică
București

Recenzent: ing. **Mircea Bodea**
Redactor: ing. **Smaranda Dimitriu**
Tehnoredactor: **Maria Trăsnea**
Coperta: **Simona Dumitrescu**

Bun de tipar: 14.11.1983. Coli de tipar: 18,50.
C.Z. 621.

Tiparul executat sub comanda nr. 303/1983,
la Întreprinderea Poligrafică „Crişana",
Oradea, str. Moscovei nr. 5.
Republica Socialistă România



Prefață

Problematica surselor de alimentare cu energie electrică a circuitelor și aparatelor electronice suscită un interes deosebit în perspectiva evoluției industriei electronice și implicit în modernizarea aparaturii din acest domeniu.

Funcționarea circuitelor și aparatelor electronice necesită pentru alimentarea cu energie surse de tensiune continuă. Această tensiune se obține în mod obișnuit de la baterii sau de la rețea prin redresarea și filtrarea tensiunii alternative.

Indiferent de tipul sursei de energie folosite, consumatorul trebuie alimentat cu o tensiune și un curent de o anumită mărime, iar această mărime trebuie să fie menținută în limite determinate de parametrii de funcționare ai circuitului sau ai aparatului respectiv. Pentru aceasta se utilizează stabilizatoare de tensiune respectiv stabilizatoare de curent.

Stabilizatorul constituie una din verigile importante ale lanțului de alimentare electrică a aparaturii electronice. În acest context, spre a reliefa întreaga gamă de caracteristici și utilizări din domeniu, s-a apreciat utilă punerea la îndemîna cititorilor în lucrarea de față a unui material practic care să ofere o privire de ansamblu.

Aria tematică a acestei lucrări este largă. O atenție deosebită se acordă prezentării principiilor de funcționare și caracteristicilor stabilizatoarelor de tensiune in-

tegrate realizate în țara noastră. O bună parte din montajele descrise au fost experimentate de autori.

Lucrarea se adresează studenților, tehnicienilor, absolvenților liceelor de electronică, precum și radioamatorilor care doresc să exploreze aspectele tehnice ale acestui domeniu.

Înainte de trecerea la realizarea practică a montajelor se recomandă consultarea foilor de catalog specifice componentelor semiconductoare utilizate.

Cuprins

Capitolul 1

Generalități

1.1. Definiții

Un sistem electronic supus acțiunii unui ansamblu de semnale de intrare furnizează la ieșire o serie de semnale cu caracteristici electrice variabile în timp.

Menținerea invariantă în timp a caracteristicilor electrice ale unui semnal la ieșirea unui sistem, în condiții de variație în domenii specificate a semnalelor de intrare* se asigură printr-un proces de stabilizare a semnalului respectiv.

Aparatul sau dispozitivul electronic care realizează funcția de stabilizare a parametrilor unui semnal poartă numele de stabilizator.

În funcție de tipul mărimii fizice care caracterizează semnalul de intrare, stabilizatoarele pot fi de tensiune (continuă sau alternativă), de curent, de frecvență, de intensitate luminoasă etc.

Lucrarea de față tratează în exclusivitate stabilizatoarele de tensiune continuă.

Un stabilizator de tensiune continuă este un cuadripol, care menține tensiunea de ieșire în limite foarte strînse (teoretic constantă), indiferent de variația tensiunii de intrare, a curentului prin sarcină, sau a tempe-

---

* Variația temperaturii mediului ambiant în care funcționează sistemul se consideră un semnal de intrare al acestuia.

raturii mediului ambiant, în domenii specificate prin standard sau norme tehnice.

Stabilizatoarele de tensiune continuă fac parte din structura surselor de alimentare alături de transformator, de blocul redresor și de blocul de filtraj. Construcția lor se poate realiza în două moduri:

a) una din cele mai simple metode se bazează pe capacitatea unor componente electronice (diode Zener, tuburi cu descărcare în gaz etc.) de a menține într-un domeniu dat (domeniu de stabilizare) tensiunea constantă la bornele lor. Performanțele de stabilizare a tensiunii de ieșire, asigurate de un stabilizator bazat pe acest principiu, sînt strict determinate de caracteristica tensiune-curent a componentei folosite.

b) o altă metodă de construcție a stabilizatoarelor de tensiune continuă constă în utilizarea unei scheme electrice de amplificator cu reacție (fig.1.1). În acest caz tensiunea de ieșire se menține constantă printr-un proces de reglare automată care se desfășoară în două faze:

— tensiunea de ieșire, V_0, sau o fracțiune din ea, kV_0 (mărime de reglat), se compară cu o tensiune de referință, V_{REF} (mărime de referință), rezultînd un semnal de eroare $\varepsilon = V_{REF} - kV_0$.

— semnalul de eroare, ε, amplificat, comandă elementul regulator (element de execuție) pentru a restabili tensiunea de ieșire la valoarea prescrisă, V_0.

În literatura de specialitate, stabilizatoarele de tensiune continuă cu reacție se întîlnesc și sub denumirea de regulatoare de tensiune continuă. Termenul provine din teoria sistemelor de reglare automată. Potrivit dicționarului enciclopedic român* regulatorul este un dispozitiv al unui sistem de reglare automată, care primește la intrare semnalul emis de elementul de comparație și transmite la ieșire mărimea de comandă a elementului de execuție, care efectuează operația impusă.

---

* Vezi dicționarul enciclopedic român, Ed. Politică, București, 1966.

De menționat că între regulator și stabilizator există o diferență ca de la parte la întreg, în sensul că regulatorul este un element component al stabilizatorului.

Totuși, o bună parte dintre specialiști fac abstracție de această deosebire și folosesc termenii de stabilizator

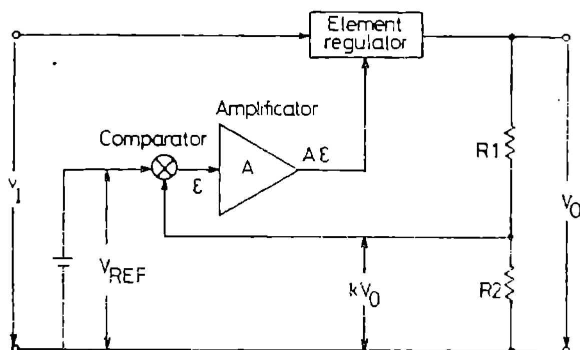


Fig. 1.1. Schema de funcționare a unui stabilizator de tensiune cu reacție.

și regulator de tensiune continuă ca sinonime. O justificare a acceptării acestei ambiguități de terminologie rezidă din posibilitatea utilizării unui stabilizator de tensiune continuă ca regulator în construcția unor stabilizatoare de mărimi neelectrice ca, temperatură, presiune, intensitate luminoasă etc. (v. capitolul 4 în care sînt prezentate cîteva aplicații). Transformarea „aparatului“ stabilizator de tensiune în „dispozitivul“ regulator de tensiune s-a extins odată cu proliferarea pe piață a stabilizatoarelor de tensiune continuă integrate.

În lucrare se utilizează termenul de stabilizator de tensiune*, cel de regulator fiind rezervat denumirii unei părți componente a primului, în general a tranzistorului regulator serie.

---

* Voltage regulator (engl.), Régulateur de tension (franceză), Stabilizator nepreajenie (rusă), Spanungsregler (germană).

1.2. Rolul stabilizatorului de tensiune în aparatura electronică

Rețeaua de distribuție de curent alternativ constituie sursa principală de energie electrică pentru alimentarea montajelor electronice.

Redresoarele realizează conversia energiei de curent alternativ, furnizată de rețea, în energie de curent continuu solicitată de consumatori. Exceptînd consumurile pe care le reclamă instalațiile de putere, sursele de tensiune de curent continuu utilizate la alimentarea aparaturii electronice sînt de puteri relativ mici. Așa de pildă, majoritatea schemelor cu tranzistoare necesită fie tensiuni pozitive, fie tensiuni negative de ordinul a ± 24 V și curenți de pînă la 5 A...10 A. Schemele echipate cu amplificatoare operaționale reclamă surse de polaritate dublă, valorile cele mai frecvente ale tensiunii de alimentare fiind ± 12 V; ± 15 V. În montajele cu circuite logice de tip TTL tensiunea de alimentare este +5 V, iar consumul de curent electric atinge cîțiva amperi, în funcție de complexitatea schemei.

Variațiile relativ mari ale tensiunii rețelei*, se transmit și se resimt și în tensiunea obținută la ieșirea redresorului. Pentru a garanta funcționarea normală a unui aparat electronic se impune ca variația tensiunii sursei de alimentare să nu depășească anumite limite, dependente de performanțele aparatului. Astfel, unele blocuri electronice din stațiile de radiocomunicații admit abateri ale tensiunii de alimentare de 2...3%, iar curentul care alimentează bobinele de deflecție la televizoare necesită stabilizări de 0,5...1%. Cu cît aparatul electronic este mai sensibil, sau mai precis, cu atît trebuie să fie mai stabilă sursa lui de alimentare; de exemplu, pentru un microscop electronic tensiunea de alimentare nu trebuie să varieze cu mai mult de 0,005%, în timp ce amplificatoarele de curent continuu și unele aparate de

---

* Constructorii de aparatură electronică garantează funcționarea normală pentru variații ale tensiunii de rețea în limitele +10%, —15% din valoarea nominală.

măsurare de înaltă clasă de precizie reclamă tensiuni cu o stabilitate superioară cifrei 0,0001%.

Stabilizatoarele sînt circuite electronice, care se conectează între sursa de alimentare și consumator, avînd rolul de a menține constante tensiunea sau curentul consumatorului în raport cu variațiile tensiunii sursei, ale rezistenței sarcinii, ale temperaturii ambiante și ale altor factori perturbatori.

În principiu, stabilizarea unei tensiuni continue se poate asigura fie „înainte" de redresor, menținînd constantă tensiunea alternativă de alimentare, fie „după" redresor, intercalînd între acesta și sarcină un element capabil să preia variațiile de tensiune.

Dacă prima variantă stabilizează numai variațiile tensiunii de rețea, cea de a doua prezintă avantajul că menține constantă tensiunea pe sarcină indiferent de cauzele care tind să o modifice. Stabilizatoarele din a doua categorie sînt preferate și au căpătat o largă răspîndire practică. Deși acestea pot fi realizate cu componente electronice discrete, în prezent se fabrică, cu predilecție, sub formă de circuite integrate ceea ce favorizează tipizarea lor. Tendința de tipizare a căpătat o amploare tot mai largă în ultimul timp, facilitînd în mai mare măsură alegerea stabilizatoarelor de tensiune în concordanță cu specificul aplicației.

Dezvoltarea microelectronicii, a atras după sine în ultimul deceniu o evoluție spectaculoasă a producției stabilizatoarelor de tensiune din a doua categorie, prezentate sub formă de circuite integrate specializate.

Industria românească de componente electronice produce, la IPRS-Băneasa și la ICCE-București, o gamă largă de stabilizatoare de tensiune sub formă de circuite integrate monolitice*:

a) La IPRS-Băneasa

TAA 550	— stabilizator de tensiune fixă	— (1974)
βA 723	— stabilizator de tensiune pozitivă	— (1977)

* În paranteză se indică anul omologării produsului.

b) La ICCE-București

ROB 723	— stabilizator de tensiune pozitivă	— (1976)
ROB 305	— stabilizator de tensiune pozitivă	— (1978)
ROB 1468	— stabilizator de tensiune dual	— (1981)
ROB 317	— stabilizator de tensiune pozitivă de medie putere	— (1982)
ROB 323	— stabilizator de tensiune fixă 5 V/3 A	— (1983)
ROB 304	— stabilizator de tensiune negativă	— (1983)

1.3. Principii de funcționare

În procesul de stabilizare a unei tensiuni se utilizează două tehnici principale: stabilizarea serie și stabilizarea paralel.

Stabilizarea serie (figura 1.2 *a)* constă în plasarea elementului regulator în serie cu rezistența de sarcină R_S. În acest caz, elementul regulator se comportă ca o rezistență variabilă a cărei mărime este controlată de tensiunea de ieșire V_0 prin bornele *2—3*; cînd tensiunea de intrare v_I crește, tensiunea V_0 de ieșire tinde să urmărească această creștere și acționează asupra elementului regulator, care-și mărește rezistența între bornele *1—2*. Evident, în acest mod creșterea tensiunii la intrare va fi compensată de căderea de tensiune ce se înregistrează între bornele *1—2* și ca atare, tensiunea la ieșire va reveni la valoarea anterioară. Odată cu scăderea tensiunii la intrare, rezistența între bornele *1—2* își micșorează valoarea astfel încît tensiunea la ieșire să rămînă de asemenea neschimbată. Simbolul de rezistor variabil marcat pe schema bloc din fig. 1.2 *a* pune în evidență faptul că elementul regulator serie funcționează ca un rezistor variabil în serie cu sarcina ajustîndu-și mărimea rezistenței în scopul menținerii constante a tensiunii la ieșire.

Stabilizarea paralel, constă în plasarea elementului regulator în paralel cu sarcina (fig. 1.2 *b*). Elementul regulator în acest caz este un dispozitiv cu o rezistență dinamică foarte mică în zona de lucru, ceea ce permite ca variațiile curentului care îl străbate să nu producă schimbări neînsemnate ale tensiunii la bornele lui*.

Mecanismul procesului de stabilizare este următorul: odată cu creșterea tensiunii v_I la intrare, crește și curentul

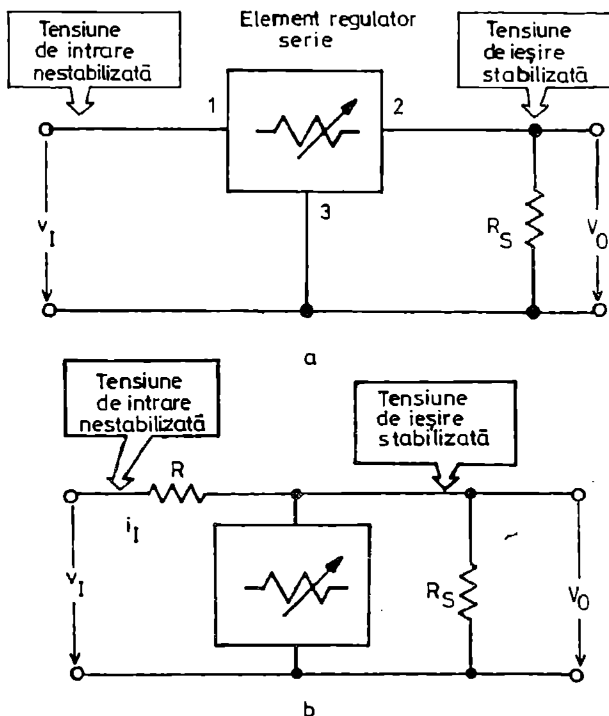


Fig. 1.2. Schema de principiu a unui stabilizator de tensiune:

a) cu element regulator serie; *b*) cu element regulator paralel.

* Situație tipică întîlnită în cazul unei diode Zener.

de intrare i_I. Elementul regulator, avînd rezistența dinamică foarte mică în comparație cu rezistența de sarcină R_s, va prelua întreaga variație a curentului de intrare.

Rezistența R (de balast) contribuie la realizarea stabilizării preluînd variațiile tensiunii de la intrare; în acest mod creșterea tensiunii v_I va fi compensată de căderea suplimentară de tensiune pe această rezistență. Dacă tensiunea la ieșire va scădea, căderea de tensiune pe rezistența R se va micșora cu aceeași valoare. Concomitent cu aceasta, rezistența R mai îndeplinește și rolul de a reduce la o valoare acceptabilă curentul care trece prin elementul regulator în situații limită.

Efectul de stabilizare se manifestă și în cazul în care variază rezistența de sarcină, iar tensiunea la intrare v_I rămîne constantă. În acest caz, căderea de tensiune v_R, pe rezistența R, rămîne practic neschimbată, deoarece creșterea curentului de sarcină se obține pe seama scăderii curentului prin elementul regulator și invers. Modificarea valorilor celor doi curenți se produce astfel încît curentul prin rezistența R rămîne constant. Cum $V_0 = v_I - v_R$, rezultă că tensiunea pe sarcină rămîne constantă. Și în acest caz elementul regulator lucrează ca un rezistor variabil, așa cum s-a simbolizat în fig. 1.2 *b*.

Cele două metode de stabilizare a tensiunii prezintă atît avantaje cît și dezavantaje.

Stabilizarea paralel se bucură de avantajul unei construcții mai simple. Dacă accidental, ieșirea „stabilizatorului paralel“ se pune în scurtcircuit la masă, acesta nu suferă stricăciuni deoarece la bornele lui tensiunea va fi nulă; dacă în aceste condiții sursa de alimentare poate furniza fără pericol de distrugere curentul v_I/R și rezistența R poate disipa puterea corespunzătoare acestui curent, elementele componente ale stabilizatorului nu se defectează.

Stabilizarea serie a tensiunii, deși conduce la scheme mai complexe, asigură un reglaj mai bun. Acest tip de reglare, comparativ cu stabilizarea paralel, are un randament mai mare, în special în cazul curenților mici de sarcină. Punerea în scurtcircuit la masă a ieșirii „stabiliza-

torului serie“ poate conduce la distrugerea elementului regulator. Pentru evitarea efectelor unui scurtcircuit stabilizatoarele de acest tip sînt prevăzute cu circuite speciale de protecție, care sînt fie limitatoare de curent (limitează intensitatea curentului prin sarcină la o valoare prereglată), fie circuite care deconectează alimentarea, îndată ce a fost depășită o anumită intensitate a curentului prin sarcină.

1.4. Schema (bloc a) unui stabilizator de tensiune cu reacție

Tehnologia actuală oferă o multitudine de posibilități de realizare a unui stabilizator de tensiune cu reacție. Această diversitate rezidă în posibilitatea fabricării, atît cu componente discrete (diode, tranzistoare, amplificatoare operaționale), cît și în varianta integrată (cu circuite hibride sau monolitice specializate). Principiile pe care se fundamentează construcția unui stabilizator de tensiune constau în folosirea reglării automate și în protecția față de suprasolicitări.

În virtutea acestor principii, schema electrică a stabilizatorului de tensiune trebuie să asigure o serie de condiții care se vor detalia urmărind schemele bloc prezentate în figura 1.3 *a, b;* aceste scheme sînt compuse din următoarele elemente:

— **Sursa de referință,** *REF,* furnizează tensiunea de referință V_{REF} caracterizată printr-o mare stabilitate în timp și la variația tensiunii de intrare și a temperaturii, precum și printr-un nivel de zgomot redus,

— **Amplificatorul de eroare,** A_1, compară tensiunea de referință cu o parte sau cu întreaga tensiune de ieșire, pentru a acționa asupra elementului regulator *ER.* Amplificatorul de eroare se construiește pe structura amplificatoarelor operaționale sau se realizează cu tranzistoare,

— **Elementul regulator,** *ER,* cu funcțiile: menține tensiunea de ieșire la nivelul specificat sub controlul ampli-

ficatorului de eroare, furnizează curentul la ieşire, reduce sau blochează curentul la ieşire la acţionarea circuitului de protecţie, micşorează rezistenţa serie a stabilizatorului,

— **Circuite de protecţie** imunizează stabilizatorul la: creşterea tensiunii peste o anumită limită, la depăşirea

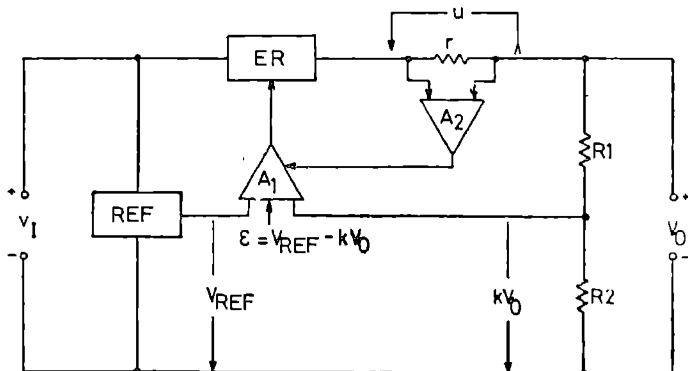


Fig. 1.3. *a*) schema bloc a unui stabilizator de tensiune cu reacţie cu element regulator serie.

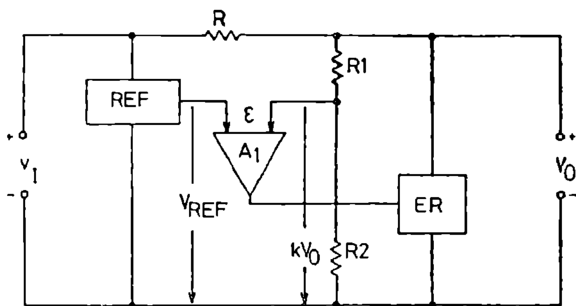


Fig. 1.3. *b*) schema bloc a unui stabilizator de tensiune cu reacţie cu element regulator paralel.

unei temperaturi limită suportată de elementul regulator, precum şi la atingerea puterii limită disipată pe tranzistorul serie.

1.5. Stabilizatoare de tensiune integrate monolitice

În sistemele alimentate în curent continuu, impedanța asociată conectoarelor și firelor de legătură poate provoca în timpul funcționării căderi de tensiune supărătoare. De asemenea impedanța liniei comune dintre modulele implantate cu componente electronice, poate produce cuplaje parazite nedorite. Utilizarea unor condensatoare de filtrare de valori mari nu elimină complet variațiile locale ale tensiunii de alimentare și în plus contribuie la mărirea dimensiunilor aparatelor electronice datorită creșterii gabaritului surselor de alimentare. Pornind de la aceste neajunsuri, a apărut necesitatea unor stabilizatoare de dimensiuni cît mai mici de tipul circuitului integrat hibrid și monolitic care să se poată monta pe placa de cablaj imprimat, pentru alimentarea locală a subansamblului respectiv.

Progresele înregistrate în ultimul deceniu în dezvoltarea electronicii au marcat o evoluție spectaculoasă a domeniului stabilizatoarelor de tensiune continuă monolitice. Această evoluție a fost impulsionată și de:

— creșterea performanțelor stabilizatoarelor electronice,

— necesitatea simplificării execuției surselor de alimentare de tensiune continuă,

— optimizarea raportului cost/performanță.

Comparativ cu alte clase de circuite integrate liniare, apariția stabilizatoarelor de tensiune continuă s-a produs mai tîrziu (1967), în momentul în care tehnologia bipolară standard a permis integrarea unui spectru mai larg de componente. Începuturile integrării în acest domeniu au fost marcate de idea adoptării unor scheme electrice cu grad ridicat de versatilitate, idee ce s-a concretizat în realizarea stabilizatoarelor de uz general de curent mic, µA 723 și LM 100 încapsulate în capsule clasice de circuite integrate (TO-100, TO-99, TO-116). Curentul de ieșire al unui stabilizator poate ajunge de ordinul amperilor, ceea ce implică utilizarea unor capsule de putere; prețul prohibitiv al capsulelor de putere cu mai

multe terminale a determinat orientarea fabricanților spre capsule mai ieftine, de tipul celor folosite la fabricația tranzistoarelor de putere (TO-3, TO-220). Numărul maxim de trei terminale disponibile pe aceste capsule a impus integrarea sistemelor de protecție pe același „cip" cu circuitul de stabilizare. Curentul la ieșire a crescut de la 1,5 A în anul 1971 (LM 109), la 3 A în 1975 (LM 123) și la 10 A în anul 1981 (LM 196).

Proliferarea aplicațiilor circuitelor integrate liniare, care se alimentează de obicei de la două surse de tensiune continuă, a atras după sine apariția în anul 1972 a stabilizatoarelor duale. Aceste tipuri furnizează la ieșire două nivele de tensiune simetrice (MC 1468; SG 1501) sau nesimetrice (LM 127) și curenți de cca 100 mA.

Funcționarea elementului regulator serie în regim continuu face ca eficiența transferului de putere să fie sub 50%. Schemele electrice cu funcționare în regim de comutație permit creșterea eficienței la 70—80%; prețul suplimentar plătit pentru această creștere de randament constă în mărirea complexității schemelor electrice ale stabilizatoarelor respective. Dificultățile legate de integrarea unor astfel de scheme au întîrziat realizarea în varianta monolitică a unor circuite specializate de comandă și control pentru construcția surselor de tensiune cu funcționarea în regim de comutație. Evoluția tehnologiilor de integrare pe scară largă, a făcut posibilă în anul 1976 elaborarea primelor stabilizatoare de comutație monolitice (TL 497).

1.6 Parametri electrici

Parametrii unui stabilizator de tensiune continuă* se clasifică în două categorii:

— valori limită absolută,

— caracteristici electrice.

* Mărimile prezentate se referă în primul rînd la stabilizatoarele de tensiune integrate monolitice.

Valorile limită absolută, care descriu încărcarea maximă a stabilizatorului, reprezintă parametrii prin a căror respectare se garantează funcționarea stabilizatorului în conformitate cu specificațiile caracteristicilor electrice. Atingerea sau depășirea lor conduce, de obicei, la deteriorarea ireversibilă a stabilizatorului. Valorile limită absolută indicate de obicei de fabricanții de circuite integrate stabilizatoare de tensiune sînt următoarele:

— tensiunea maximă de intrare, $V_{I\,Max}$,

— puterea disipată, $P_{D\,Max}$,

— domeniul temperaturii ambiante de funcționare, $T_{A\,Max}$, $T_{A\,min}$,

— domeniul temperaturii de stocare, $T_{S\,Max}$, $T_{S\,min}$.

Caracteristicile electrice descriu funcționarea propriu-zisă a stabilizatorului; ele se referă la:

a) limitele de intrare și de ieșire*

— tensiunea de intrare v_I,

— tensiunea de ieșire, V_0,

— diferența de tensiune intrare-ieșire $(v_1—V_0)$,

— curentul de vîrf la ieșire, I_{0M},

— curentul de ieșire în scurtcircuit, I_{SC},

— curentul consumat în gol, I_G

b) precizia cu care se controlează nivelul tensiunii la ieșire în domeniul de variație, la acțiunea unor factori perturbatori variabili (tensiunea de intrare, curentul de ieșire, temperatura ambiantă etc.); în această categorie se includ:

— stabilizarea de intrare (linie), K_V — reprezintă variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație specificată a tensiunii de intrare, în condițiile menținerii constante a curentului de ieșire și a temperaturii mediului ambiant

$$K_V = \frac{\Delta V_0}{V_0} \cdot 100 \quad \left| \begin{array}{l} \Delta v_I = \text{specificat} \\ I_0,\ T \text{ constante} \end{array} \right. \quad [\%] \qquad (1.1)$$

— stabilizarea de sarcină, K_L reprezintă variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație specificată

* Mărimile variabile în timp se scriu cu litere mici, iar mărimile constante cu litere mari.

a curentului de ieşire în condiţiile menţinerii constante a tensiunii de intrare şi a temperaturii mediului ambiant

$$K_L = \frac{\Delta V_0}{V_0} \cdot 100 \quad \left| \begin{array}{l} \Delta I_0 = \text{specificat} \\ v_I,\ T \text{ constante} \end{array} \right. \quad [\%] \qquad (1.2)$$

— coeficientul de temperatură al tensiunii de ieşire, K_T — reprezintă raportul dintre variaţia tensiunii de ieşire măsurate la extremităţile domeniului temperaturii ambiante de funcţionare şi mărimea acestui domeniu, exprimat procentual faţă de valoarea tensiunii de ieşire măsurate la $T_A = 25°C$, în condiţiile menţinerii constante a tensiunii de intrare şi a curentului de ieşire

$$K_T = \frac{V_0[T_{Max}] - V_0[T_{Min}]}{T_{Max} - T_{Min}} \cdot \frac{1}{V_0[25°C]} \cdot 100 \quad \left| \begin{array}{l} V_I; \\ I_0 \end{array} \right. \quad [\%/°C] \qquad (1.3)$$

— stabilitatea pe termen lung, LTS* — reprezintă variaţia procentuală a tensiunii de ieşire, măsurată după 1 000 ore de funcţionare în condiţii de viaţă accelerată (tensiune de intrare şi putere disipată maxime),

$$LTS = \frac{\Delta V_0}{V_0} 100 \quad \left| \begin{array}{l} t = 1\,000 \text{ ore} \\ V_I,\ P_D = \text{Max.} \end{array} \right. \quad [\%/1\,000 \text{ ore}] \qquad (1.4)$$

Dacă prin construcţia stabilizatorului, utilizatorului nu i se permite ajustarea tensiunii la ieşire, în definirea parametrilor de mai sus se renunţă la normarea prin V_0; în acest caz parametrii menţionaţi devin:

— stabilizarea de intrare:

$$k'_V = \Delta V_0 \quad \left| \begin{array}{l} \Delta v_i = \text{specificat} \\ I_0,\ t \text{ constante} \end{array} \right. \quad [\text{mV}] \qquad (1.1')$$

— stabilizarea de sarcină:

$$k'_L = \Delta V_0 \quad \left| \begin{array}{l} \Delta I_0 = \text{specificat} \\ v_i,\ t \text{ constante} \end{array} \right. \quad [\text{mV}] \qquad (1.2')$$

— coeficientul de temperatură al tensiunii de ieşire:

$$k'_T = \frac{V_0[T_{Max}] - V_0[T_{min}]}{[T_{max} - T_{min}]} \quad \left| \begin{array}{l} [\text{mV}/°C] \\ V_I,\ I_0 \text{ constante} \end{array} \right. \qquad (1.3')$$

* Long Term Stability (engl.) — LTS.

— rejecția tensiunii de ondulație (pulsație), *RR** — reprezintă raportul exprimat în decibeli (dB) dintre valoarile vîrf la vîrf ale tensiunii de ondulație măsurate la intrare (V_{ir}), respectiv la ieșire (V_{or}), pentru o frecvență specificată:

$$RR = 20 \lg \frac{V_{ir}}{V_{or}} \quad [\mathrm{dB}] \tag{1.5}$$

— tensiunea de zgomot la ieșire, V_N reprezintă valoarea eficace a tensiunii de zgomot măsurată la ieșirea stabilizatorului, într-o bandă de frecvență specificată, în condițiile menținerii tensiunii de intrare și a curentului de ieșire la valori constante și a absenței tensiunii de ondulație.

La acțiunea simultană a tuturor factorilor perturbatori, variația tensiunii de ieșire se poate aproxima prin relația:

$$\Delta V_0\ (t,\ T) = \frac{V_0[I=0, T=25°\mathrm{C}]}{100} \times$$

$$\times \left[K_V + K_L + K_T(T - 25°\mathrm{C}) + \frac{LTS \cdot t}{1\,000\ \text{ore}} \right] \tag{1.6}$$

unde t este timpul măsurat din momentul punerii în funcțiune a stabilizatorului.

Parametrii electrici enumerați sînt comuni pentru marea majoritate a stabilizatoarelor de tensiune continuă. În funcție de particularitățile fiecărei familii de stabilizatoare se mai pot utiliza și alți parametri. Vom prezenta definițiile parametrilor respectivi în capitole consacrate acestor familii.

O comparație între două tipuri de stabilizatoare, din punctul de vedere al performanțelor, se poate face calculînd:

— variația tensiunii la ieșire, ΔV_0, sub influența tuturor perturbațiilor menționate anterior (v. relația 1.6),

— eficiența transferului de putere în regim normal de funcționare, exprimat prin raportul între puterea furni-

---

* Ripple Rejection (engl.) — *RR*.

zată la ieşire, P_0 şi puterea aplicată la intrare, P_I, care reprezintă randamentul stabilizatorului de tensiune:

$$\eta = \frac{P_0}{P_I} \cdot 100 \quad [\%] \qquad (1.7)$$

1.7. Clasificarea stabilizatoarelor de tensiune

În cele ce urmează vom prezenta o clasificare a stabilizatoarelor de tensiune continuă, insistînd în primul rînd asupra stabilizatoarelor integrate monolitice.

În funcţie de modul de acţionare a elementului regulator distingem:

— stabilizatoare cu acţiune continuă, (stabilizatoare liniare) la care elementul regulator funcţionează continuu.

— stabilizatoare cu acţiune discontinuă (stabilizatoare în comutaţie), la care elementul regulator funcţionează în regim de comutaţie, încărcînd un element acumulator de energie (un condensator), care furnizează tensiunea de ieşire pe sarcină pe durata cînd încărcarea condensatorului este întreruptă.

În funcţie de modul de conectare a elementului regulator în raport cu sarcina, stabilizatoarele de tensiune se împart în:

— stabilizatoare tip serie,

— stabilizatoare tip paralel.

În raport cu metoda de stabilizare există două tipuri principale de stabilizatoare:

— stabilizatoare în buclă deschisă (parametrice)*,

— stabilizatoare în buclă închisă (cu reacţie)**.

După posibilitatea de ajustare a nivelului tensiunii de ieşire oferită utilizatorului, stabilizatoarele se clasifică în:

— stabilizatoare de uz general (de tensiune variabilă) — care permit ajustarea tensiunii de ieşire într-un domeniu specificat.

---

* Open-loop regulator (engl.); stabilisateur de tension (franceză); parametriceschii stabilizator (rusă).

** Fleedback regulator (engl.); régulateur de tension (franceză); compensaţionii stabilizator (rusă).

— stabilizatoare de tensiune fixă — care furnizează la ieşire un singur nivel de tensiune cu o precizie specificată.

În funcție de numărul ieşirilor pe care se asigură simultan tensiuni stabilizate, se împart în:

— stabilizatoare cu o singură ieşire,

— stabilizatoare cu două ieşiri.

Polaritatea tensiunii de ieşire permite clasificarea în:

— stabilizatoare de tensiune pozitivă,

— stabilizatoare de tensiune negativă.

În funcție de puterea disipată maxim admisă se disting următoarele tipuri:

— stabilizatoare de mică putere, $P_{O\,Max} \leqslant 1$ W,

— stabilizatoare de medie putere, 1 W $< P_{O\,Max} \leqslant 15$ W,

— stabilizatoare de mare putere, $P_{O\,Max} > 15$ W.

La stabilizatoarele de tensiune fixă precizia de menținere a tensiunii la ieşire permite clasificarea în:

— stabilizatoarele uzuale, la care nivelul tensiunii de ieşire se garantează cu o precizie de 2 . . . 5% şi un coeficient de temperatură de ordinul sutelor de ppm/°C,

— stabilizatoare de precizie (referințe de tensiune), al căror nivel de tensiune de ieşire se garantează cu o precizie mai mare de 2,5% şi un coeficient de temperatură sub 1 ppm/°C; la rîndul lor acestea pot fi clasificate în:

— stabilizatoare de precizie medie (0,5 . . . 2,5%),

— stabilizatoare de precizie ridicată (0,1 . . . 0,5%),

— stabilizatoare de înaltă precizie (sub 0,1%).

Un criteriu de tip comercial oferă o clasificare după numărul terminalelor capsulei; se disting:

— stabilizatoare cu trei terminale,

— stabilizatoare cu patru terminale,

— stabilizatoare cu mai multe terminale.

Pentru stabilizatoarele de tensiune continuă monolitice, criteriile de clasificare menționate permit o abordare a sistematicii domeniului, prezentată în fig. 1.4.

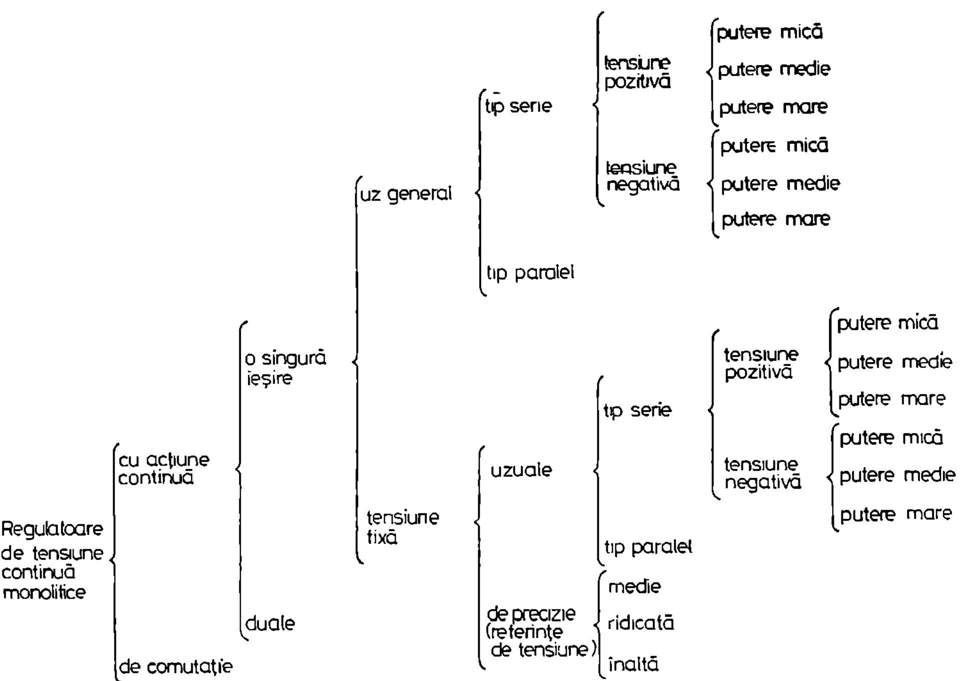


Fig. 1.4. Propunere de clasificare sistemică a stabilizatoarelor de tensiune continuă monolitice.

Capitolul 2

Stabilizatoare de tensiune cu componente discrete

În practică se întîlnesc situații în care este preferabil să se realizeze alimentatoare stabilizate cu componente discrete. Acestea se folosesc în special pentru tensiuni și curenți mari.

2.1. Stabilizatoare liniare

Această categorie de stabilizatoare de tensiune controlează și reglează în mod continuu nivelul tensiunii de ieșire. Elementul regulator serie (de obicei tranzistoare bipolare de putere) funcționează liniar; aceste stabilizatoare sînt, cel puțin într-o primă aproximație, circuite electronice liniare.

Cum s-a arătat anterior, stabilizatoarele liniare pot fi parametrice sau cu reacție.

2.1.1. Stabilizatoare parametrice simple

Stabilizatorul de tensiune de acest tip reprezintă un dispozitiv electronic destinat să mențină cît mai constantă tensiunea la bornele unei sarcini pe baza caracteristicii sale tensiune-curent, fără să se recurgă la circuite suplimentare de reacție.

Aceste dispozitive se utilizează în toate cazurile în care este necesar să se alimenteze o sarcină cu o tensiune relativ constantă (în limitele 1 . . . 2%, cînd tensiunea de

alimentare şi/sau curentul prin sarcină variază în proporţii mult mai mari).

Ca element regulator în aceste stabilizatoare se utilizează diodele Zener şi tuburile cu descărcare în gaz de tip stabilivolt precum şi unele rezistoare cu caracteristica aşa-numită neliniară. Actualmente răspîndirea cea mai largă o au stabilizatoarele cu diode Zener, care vor fi examinate în continuare.

Dioda Zener ca sursă de tensiune constantă

La dioda Zener, caracteristica de conducţie în polarizare directă (sursa de alimentare cu plusul pe anod şi cu minusul pe catod) este similară cu caracteristica oricărei diode redresoare. Aplicînd însă plusul pe catod şi minusul pe anod şi crescînd lent tensiunea, la un moment dat — caracteristic pentru fiecare diodă Zener — curentul creşte brusc; dioda pare că intră în străpungere. Apare conducţia inversă în avalanşă şi curentul creşte abrupt. Conducţia în avalanşă se datoreşte desprinderii electronilor din reţeaua cristalină la cîmpuri electrice mari şi/sau datorită ciocnirii electronilor cu energie mare (electroni rapizi) care produc ionizarea prin şoc cînd în avalanşă purtătorii de sarcină se înmulţesc extraordinar. În fig. 2.1 este prezentată caracteristica unei diode Zener de 6 V.

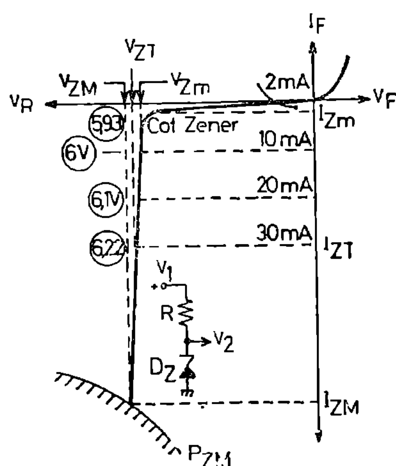


Fig. 2.1. Caracteristica de funcţionare a diodei Zener.

Curentul trebuie limitat cu o rezistenţă serie *R* deoarece în caz contrar joncţiunea se topeşte prin încălzire excesivă. Se fabrică diode Zener pentru tensiuni cuprinse între cca. 3 V şi 200 V şi puteri de disipaţie de ordinul a 0,250 W pînă la peste 50 W.

Din figură se observă că în jurul tensiunii Zener, este suficientă o variație foarte mică a tensiunii pentru a se provoca o variație extrem de mare a curentului, ceea ce permite să se definească o caracteristică importantă a diodei Zener și anume rezistența ei diferențială* R_{ZT}; această reprezintă raportul dintre o variație foarte mică ΔV_Z a tensiunii de referință și variația corespunzătoare ΔI_Z a curentului invers:

$$R_{ZT}=\Delta V_Z/\Delta I_Z \quad (2.1)$$

Valoarea medie a rezistenței dinamice se situează în mod uzual între cîțiva ohmi și cîteva zeci (sute) de ohmi în funcție de puterea diodei și de mărimea tensiunii Zener (de exemplu 1...2 Ω pentru diode Zener cu tensiuni cuprinse între 6...7 V sau 300...400 Ω la 100 V sau 1 000—1 500 Ω la 200 V). Diodele Zener cu tensiunea de cot situată în intervalul 7...9 V au rezistența dinamică cea mai mică și, ca atare, prezintă cele mai bune caracteristici de stabilizare.

Funcționarea unei diode Zener poate fi influențată sau chiar compromisă prin încălzire excesivă, încălzire care poate fi provocată fie printr-un curent electric prea intens care trece prin diodă, fie prin temperatura ambiantă prea ridicată, fie prin influența lor simultană.

Diodele Zener au un coeficient de temperatură important: tensiunea Zener variază cu temperatura joncțiunii (T_J), această dependență fiind ilustrată în tabelul 2.1 din care se remarcă faptul că pentru diodele Zener de 5 V coeficientul de temperatură este aproape nul. De aici rezultă și necesitatea ca pentru stabilizatoare de tensiune de calitate trebuie să se folosească diode PL 5V1 Z.

Stabilizatoare de tensiune cu diode Zener

În fig. 2.2. se prezintă schema de principiu a celui mai simplu stabilizator de tensiune cu diodă Zener, în care dioda este conectată în paralel cu rezistența de sarcină R_S. Curentul prin rezistența de balast R_1 este egal cu suma dintre curentul prin sarcină și curentul prin dioda stabilizatoare.

---

* sau rezistența dinamică

Dependența coeficientului de temperatură VZ

V_Z(V)	3,3	3,6	3,9	4,3
$\alpha_{V_Z} \cdot 10^{-4}$/°C	−6	−5,5	−5	−4
V_Z(V)	9,1	10	11	12−13
$\alpha_{V_Z} \cdot 10^{-4}$/°C	+5,1	+5,5	+6	+6,5

Efectul de stabilizare al schemei se explică astfel: crescînd progresiv tensiunea v_I la intrarea stabilizatorului pînă la tensiunea de stabilizare V_Z, curentul prin diodă este aproape nul ($I_Z=0$), dioda Zener este blocată iar tensiunea la ieșire V_0 este proporțională cu tensiunea de intrare v_I. Peste tensiunea V_{Zm} a diodei Z, curentul I_Z crește brusc, crescînd și căderea de tensiune la bornele rezistorului R_1, astfel că tensiunea la ieșire V_0 va rămîne aproximativ constantă.

La micșorarea tensiunii de intrare lucrurile se petrec invers. Datorită scăderii pronunțate a curentului prin

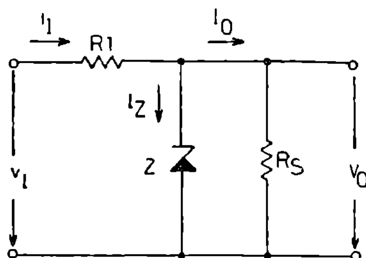


Fig. 2.2. Stabilizator parametric de tensiune.

dioda Zener, căderea de tensiune pe rezistorul R_1 se micșorează, ceea ce face ca tensiunea pe sarcină să rămînă neschimbată.

Pe de altă parte, dacă I_0 crește, datorită micșorării rezistenței de sarcină R_S, va scădea puțin și tensiunea aplicată diodei Zener, ceea ce determină micșorarea pronun-

de tensiunea V_Z a diodei Zener

4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2
−2	+1	+2,5	+3,2	+4	+4,5	+4,8
15−16	18−20	22−24	27−36	39−100	100−180	200
+7	+7,5	+8	+8,5	+9	+9,5	+10

ţată a curentului prin aceasta, deci şi a căderii de tensiune pe R_1 şi ca rezultat tensiunea la ieşire V_0 va rămîne neschimbată.

Rezistorul R_1 determină curentul I_Z la tensiunea maximă posibilă la intrare $V_{I\,Max}$ iar rezistenţa de sarcină R_S determină curentul minim prin sarcină, I_{0m}, de la care începe stabilizarea (v. şi fig. 2.4).

Coeficientul de stabilizare pentru schema prezentată în fig. 2.2 se determină cu relaţia:

$$K_V^{-1}=\frac{V_0}{\Delta v_I}\cdot\frac{R_1}{R_{ZT}} \tag{2.2}$$

în care tensiunea de intrare variază în limitele:

$$v_{I\,min}=V_{I\,m} \text{ şi } v_{I\,Max}=V_{IM}$$

Rezistenţa de ieşire (internă), R_0, a stabilizatorului este egală cu:

$$R_0=\frac{R_1\,R_{ZT}}{R_1+R_{ZT}} \tag{2.3}$$

Este evident că prin creşterea rezistenţei R_1 coeficientul de stabilizare se reduce dar, în acest caz, randamentul montajului se diminuează prin creşterea însemnată a puterii disipate pe acest rezistor.

În fig. 2.3 se prezintă cîteva variante ale schemei din fig. 2.2.

La montajul din fig. 2.3. *a*, în care se utilizează conectarea în cascadă a două stabilizatoare de tipul descris anterior, se recurge numai în cazul în care schema precedentă nu asigură stabilizarea tensiunii de ieşire, V_0, cu

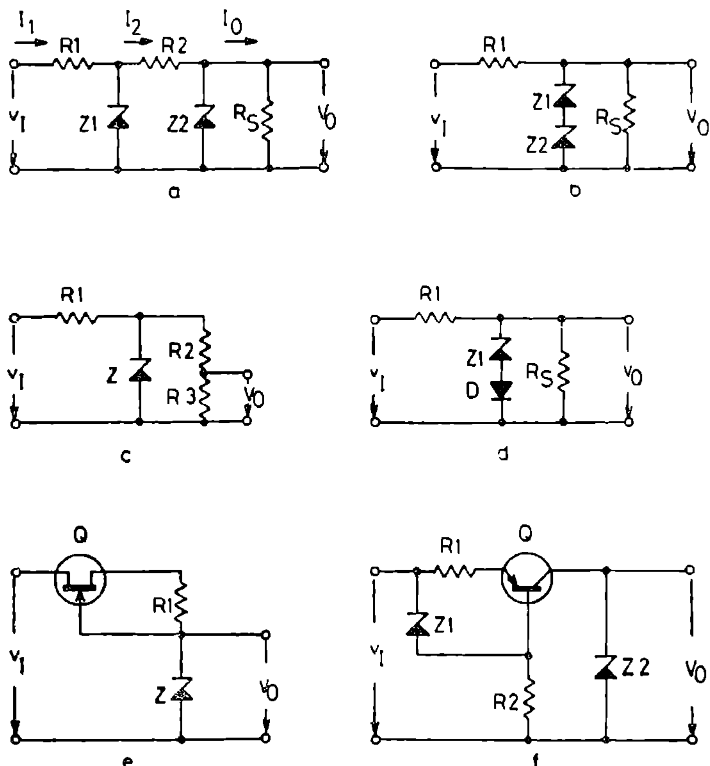


Fig. 2.3. Scheme de stabilizatoare de tensiune parametrice.

precizia necesară ΔV_0. Evident că în acest caz $V_{Z1} > V_{Z2}$, iar curenţii trebuie să satisfacă şi condiţia $I_1 > I_2 > I_0$. Coeficientul de stabilizare al montajului este egal cu produsul coeficienţilor de stabilizare ai fiecărui etaj.

Dezavantajul principal al stabilizatorului parametric cu mai multe trepte rezidă în randamentul său foarte mic,

deoarece reclamă tensiuni de intrare mari în raport cu tensiunea pe sarcină; de exemplu un stabilizator parametric cu trei trepte, care stabilizează la ieşire o tensiune de 9 V necesită o tensiune de alimentare în jurul a 36 V.

Limitele tensiunii stabilizate pot fi extinse (fig. 2.3 *b*), prin conectarea în serie a mai multor diode Zener, cu cu condiţia ca toate aceste diode să admită curentul necesar. Este de preferat ca tensiunile lor să fie apropiate ca valoare. Uneori, prin dispunerea în serie a diodelor Zener contribuim atît la reducerea influenţei temperaturii, cît şi la micşorarea rezistenţei interne a stabilizatorului; de exemplu, trei diode PL 6V2 Z, fiecare cu rezistenţa dinamică de 2 Ω, montate în serie pentru a furniza o tensiune de 18 V prezintă o rezistenţă dinamică totală de 6 Ω, faţă de o diodă PL 18 Z a cărei rezistenţă dinamică este de 15 Ω.

Dacă nu dispunem de o diodă Zener de tensiunea dorită se poate alege o diodă cu tensiunea Zener mai mare, din care, printr-un divizor, se obţine tensiunea necesară, aşa cum s-a prezentat în fig. 2.3 c. Relevăm totodată, că această metodă prezintă dezavantajul creşterii rezistenţei de ieşire a stabilizatorului.

Variaţia temperaturii mediului conduce la modificarea tensiunii la ieşirea stabilizatorului, în funcţie de coeficientul de temperatură al diodei Zener. Pentru reducerea acestui efect pot fi utilizate o serie de scheme de compensare termică dintre care enumerăm:

— dispunerea în serie a unor diode Zener cu coeficienţi de temperatură de semne contrare,

— compensarea diodei Zener prin diode obişnuite cu siliciu,

— folosirea diodelor Zener compensate,

— compensarea prin intermediul unei rezistenţe sensibile la variaţia temperaturii şi anume cu coeficient de temperatură de semn contrar coeficientului de temperatură al diodei Zener.

Primul caz, (fig. 2.3 *b*), se bazează pe faptul că diodele Zener de tensiune mică (sub 5 V) au un coeficient de temperatură negativ, în timp ce diodele cu tensiuni

peste 5 V au coeficient pozitiv. Este deci indicat ca atunci cînd tensiunea stabilizată trebuie să fie afectată mai puțin de temperatură, să se monteze în serie mai multe diode cu tensiunea Zener în jurul a 6 V, într-un număr suficient pentru obținerea tensiunii stabilizate dorite. Inconvenientul acestei metode constă în necesitatea selectării laborioase a unui mare număr de diode Zener pentru micșorarea sau chiar anularea coeficientului global de temperatură.

Cel de al doilea caz (fig. 2.3 *d*), se bazează pe considerentul că o diodă din siliciu polarizată în direct are coeficientul de temperatură negativ, valoarea sa fiind în general în jurul a —1,5 mV/°C, la un curent de cca 10 mA. Pornind de la acest fapt există posibilitatea ca, prin utilizarea uneia sau a mai multor diode cu siliciu polarizate în direct, să se compenseze coeficientul de temperatură pozitiv al unei diode Zener. Inconvenientul acestei metode constă în aceea că mărimea căderii de tensiune a diodei cu siliciu polarizate în direct este mică (în jurul a 0,65 V pe diodă) fapt care necesită un număr relativ mare de diode montate în serie pentru a compensa o diodă Zener obișnuită. De notat și faptul că nu există nici-o contraindicație să se utilizeze indiferent care diodă Zener polarizată în direct ca diodă cu siliciu, ținînd seama că și în acest caz căderea de tensiune pe o astfel de diodă se situează tot în jurul a 0,65 V, indiferent de tensiunea ei Zener.

Cel de al treilea caz, se bazează pe faptul că pe piață există diode Zener compensate, ele nefiind altceva decît un ansamblu într-o singură capsulă* format dintr-o diodă

---

* La ICCE se fabrică tipul de diodă Zener compensată ROZ 82, A, B, cu tensiunea V_z de 6,2 V $\pm$0,4 V la un curent de 50 mA; $P_{d\,Max}$=400 mW; coeficientul de temperatură al acestei diode este sub 0,002%/°C pentru diode clasă A și sub 0,001%/°C pentru diode clasă B.

În acest caz se poate ușor constata că un coeficient de temperatură de 0,002%/°C, corespunde la o creștere de 0,2% a tensiunii Zener nominale cînd temperatura variază de la 25°C la 125°C ceea ce se traduce printr-o creștere de aproximativ 12 mV a tensiunii nominale de 6,2 V în intervalul de temperatură menționat.

Zener şi două sau trei diode cu siliciu polarizate în direct.

Cel de al patrulea caz, este ilustrat prin schema din fig. 2.3 *c*; rezistorul R_2 se realizează din manganină (cu coeficient de temperatură practic nul), iar R_3 este un termistor cu coeficient de temperatură pozitiv sau negativ, în funcţie de semnul coeficientului de temperatură al diodei Zener. Se impune ca aceste componente să se monteze pe un radiator comun pentru a li se egaliza temperaturile.

În sfîrşit, se menţionează un alt dezavantaj al diodelor Zener şi anume acela care se pune în evidenţă la alimentarea diodei printr-un rezistor serie (rezistorul de balast utilizat în majoritatea schemelor din fig. 2.3); în acest caz, curentul prin dioda Zener poate varia în limite largi cu tensiunea de intrare, independent de curentul prin sarcină. De aceea, în mod frecvent în practică rezistorul de balast este înlocuit printr-o sursă de curent constant (larg utilizată în stabilizatoarele de tensiune integrate monolitice) ai cărei parametri nu sînt afectaţi de variaţiile tensiunii de intrare. Figurile 2.3 *e*, *f*, prezintă două exemple. În fig. 2.3 *e*, se utilizează un tranzistor cu efect de cîmp cu grilă-joncţiune, cu canal *n*, conectat ca sursă de curent de drenă constant. În fig. 2.3 *f* sursa de curent constant este constituită din tranzistorul bipolar *Q*, rezistoarele R_1, R_2 şi din dioda Z_1. Tranzistorul şi rezistorul R_1 constituie un repetor pe emitor la intrarea căruia se aplică tensiunea de pe dioda Z_1. Deoarece tensiunea pe dioda Z_1 nu se modifică semnificativ la variaţia tensiunii de intrare, tensiunea pe rezistorul R_1, fiind egală cu tensiunea pe această diodă, nu se modifică. Cum tensiunea pe R_1 este constantă, şi curentul de emitor deci şi cel de colector al tranzistorului *Q* nu se modifică la variaţia tensiunii de intrare, astfel că punctul de funcţionare pe caracteristica $I_Z=f(V_Z)$ a diodei Zener Z_2 nu se deplasează atunci cînd tensiunea de intrare variază în limitele $v_{i\,min} \ldots v_{i\,Max}$. Prin această conectare randamentul stabilizatorului parametric se îmbunătăţeşte semnificativ.

Alegerea diodelor Zener

Pentru ilustrare recurgem la schema de principiu a stabilizatorului de tensiune cu diodă Zener prezentată în fig. 2.2.

Curentul de sarcină I_0 trebuie să fie mic față de curentul prin diodă I_{ZT}; se alege:

$$I_0 \leqslant 4\, I_{ZT}.$$

Dacă tensiunea de alimentare variază între o valoare minimă V_{Im} și o valoare maximă V_{IM} și curentul de sarcină de asemenea variază între I_{0m} și I_{0M}, mărimea rezistenței R_1 este dată de:

$$R_1 = \frac{V_{Im} - V_0}{I_{0M} - I_{Zm}} \tag{2.4}$$

unde V_0 este tensiunea la ieșire egală cu tensiunea V_{ZT} iar I_{Zm} este curentul minim de la care dioda Zener poate asigura o stabilizare rezonabilă.

Cunoscînd mărimea lui R_1 se determină puterea maximă disipată de diodă, P_{Max}:

$$P_{Max} = V_0 \left[\frac{V_{IM} - V_0}{R_1} - I_{Zm}\right] \tag{2.5}$$

Dioda Zener ce se alege trebuie să fie capabilă să disipe această putere la temperatura maximă a mediului în care funcționează montajul.

Se determină valorile maxime și minime ale curentului prin dioda Zener:

$$I_{Z\,Max} = \left[\frac{V_{IM} - V_0}{R_1} - I_{0M}\right] < I_{ZM} \tag{2.6}$$

și

$$I_{Z\,min} = \left[\frac{V_{Im} - V_0}{R_1} - I_{0M}\right] > I_{Zm} \tag{2.7}$$

în care I_{ZM} și I_{Zm} sînt specificate pe fig. 2.1.

În cazul stabilizatorului cu două etaje (fig. 2.3 *a*), formulele anterioare pot fi utilizate în forma:

$$R_1 = \frac{V_{Z2} - V_{Z1}}{I_{0M} - I_{Z1(min)}} \tag{2.8}$$

$$R_2 = \frac{V_{Im} - V_{Z2}}{\dfrac{V_{Z2} - V_{Z1}}{R_1} + I_{Z2(min)}} \tag{2.9}$$

unde V_{Z2} și V_{Z1} sînt tensiunile nominale ale celor două diode Zener folosite în montaj.

Alegerea diodei Zener se poate face și pe cale grafică.

În acest scop se deduce caracteristica $i_I=f(V_0)$ pentru ansamblul format din dioda stabilizatoare Z în paralel cu rezistența de sarcină R_S. Modul de obținere a acestei caracteristici reiese din fig. 2.4. Dreapta *1* este reprezentarea grafică a rezistenței de sarcină adică $\mathrm{tg}\,\beta=R_S$, iar curba *2* este caracteristica $i_Z=f(V_Z)$ a diodei Zener. Cum pentru o anumită tensiune V_0 curentul i_I este egal cu suma dintre curentul care trece prin rezistența de sarcină și curentul care trece prin dioda Zener, caracteristica $i_I=f(V_0)$, curba 3 reprezentată cu linie întreruptă în fig. 2.4, se construiește punct cu punct, făcînd ca fiecărei tensiuni V_0 să-i corespundă un curent egal cu suma curenților citiți pe dreapta *1* și pe curba *2*, la tensiunea respectivă.

Pentru o tensiune de intrare dată, V_I, rezistența de balast R_1 se alege în așa fel încît dreapta *4* (reprezentarea grafică a dreptei $R_1=\mathrm{ctg}\,\gamma$) să treacă aproximativ prin mijlocul porțiunii de lucru a caracteristicii *3*, porțiune cuprinsă între limitele *A* și *B*. Fie acest punct *P*, căruia îi corespunde tensiunea stabilizată V_0. Dacă tensiunea de intrare crește, ajungînd la valoarea V_{IM}, deci are o creștere $\Delta v_I=V_{IM}-V_I$, punctul de funcționare ajunge în *B*. Punctul *B* se obține la intersecția dreptei *5* (obținută prin translatarea dreptei *4* cu mărimea Δv_I) cu curba *3*. Tensiunea pe sarcină corespunzătoare este V · Creșterea tensiunii pe sarcină provocată de creșterea tensiunii de intrare Δv_I este egală cu $\Delta V_0=V_0'-V_0$. Raportul $\Delta V_I/\Delta V_0$ este tocmai coeficientul de stabilizare K_V. Pentru diode stabilizatoare uzuale variația tensiunii stabilizate în domeniul de lucru, adică diferența $V_{0M}-V_{0m}$ este de 1 . . . 2% din valoarea medie V_0. Așa cum s-a arătat, pentru a obține o tensiune mai constantă la ieșire se poate utiliza conectarea în cascadă a două sau mai multe etaje de stabilizatoare parametrice (fig. 2.3 *a*), coeficientul global de stabilizare fiind în acest caz $K_{ut}=K_{u1}\cdot K_{u2}$.

Graficul prezentat în fig. 2.4, permite alegerea rezistenței de balast R_1 și a diodei stabilizatoare în funcție de mărimea tensiunii de ieșire V_0 și de mărimea rezistenței de sarcină R_S (în cazul cînd aceasta este variabilă, din mărimea ei minimă $R_{sm}=V_0/I_{0M}$).

Fig. 2.4. Determinarea grafică a caracteristicilor unui stabilizator cu diodă Zener.

Pentru alegerea diodelor Zener se remarcă următoarele două aspecte: dacă din punctul de vedere al coeficientului de temperatură se preferă în montaje diodele cu tensiunea de aproximativ 5 V, atunci din punct de vedere al stabilizării cele mai indicate diode sînt cele cu tensiunea în jurul a 7 . . . 9 V, a căror caracteristică $I_Z=f(V_Z)$ se apropie de linia verticală. Aceste două aspecte trebuie reținute deoarece din ele decurg următoarele concluzii

importante pentru utilizarea diodelor Zener în montaje de stabilizare,

— în montajele la care curentul care parcurge dioda Zener este „fixat“ prin construcție (cazul surselor de tensiune de referință) este mai avantajos să se utilizeze o diodă (sau mai multe diode în serie) a cărei tensiune de cot este în jurul a 5 V, pentru ca montajului să i se asigure o bună stabilitate termică,

— în montajele la care tensiunea de intrare și curentul de ieșire sînt variabile, cea mai bună stabilizare în funcție de acești parametri se obține cu ajutorul diodelor cu tensiunea de cot situată între 7 și 9 V.

2.1.2. Stabilizatoare parametrice cu tranzistoare

În cazul în care curentul furnizat în sarcină de schemele de stabilizare cu diode Zener (fig. 2.2 și 2.3) este mai mare decît curentul pe care-l poate suporta dioda Zener, schemelor li se pot adăuga unul sau mai multe tranzistoare cu ajutorul cărora se amplifică acest curent. În funcție de modul în care se conectează în schemă acest tranzistor sînt posibile trei configurații de stabilizatoare: configurația serie, configurația paralel și configurația serie-paralel.

Configurație serie

În această configurație schemelor din fig. 2.2 și 2.3 li se adaugă un tranzistor bipolar în serie cu sarcina, așa cum rezultă din fig. 2.5 pentru a li se extinde (amplifica) curentul de ieșire. Dioda Zener* se alege astfel încît prin conectarea tranzistorului Q tensiunea la ieșirea stabilizatorului să fie „fixată“ la valoarea dorită, egală cu ten-

---

* Grupul $R—DZ$ constituie un stabilizator parametric identic cu cel din fig. 2.2. Curentul lui de ieșire comandă baza tranzistorului Q, care lucrează ca repetor pe emitor. În felul acesta se obține o amplificare a curentului furnizat de grupul $R—DZ$.

În unele lucrări, acest montaj se consideră un stabilizator cu reacție. Conform celor prezentate în capitolul introductiv în categoria stabilizatoarelor cu reacție includem numai acele stabilizatoare care au și un amplificator de eroare.

siunea diodei Zener, minus căderea de tensiune emitor-bază a tranzistorului.

$$V_0 = V_Z - V_{BE} \qquad (2.10)$$

Dacă tensiunea pe sarcină crește, datorită unei cauze oarecare, concomitent se micșorează și tensiunea între

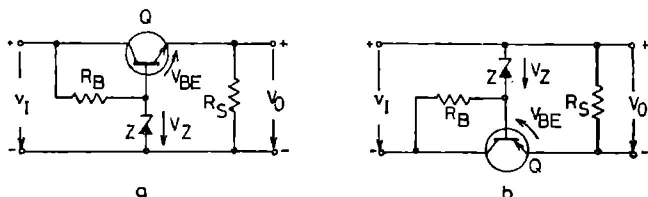


Fig. 2.5. Stabilizator parametric cu tranzistor serie: *a* — tranzistor tip npn; *b* — tranzistor tip pnp.

baza și emitorul tranzistorului serie. În acest caz, curentul de colector al acestui tranzistor scade, astfel încît tensiunea la ieșire revine la valoarea sa nominală.

Odată cu micșorarea tensiunii de ieșire, se produce și creșterea tensiunii bază-emitor a tranzistorului, curentul de colector al acestuia crește și drept urmare tensiunea la ieșirea stabilizatorului revine la valoarea inițială.

Față de un stabilizator simplu cu diodă Zener, schema propusă prezintă avantaje deoarece permite o variație a curentului de sarcină de β ori mai mare decît variația de curent maxim admisibilă prin dioda Zener. În consecință, pentru o diodă Zener de putere disipată dată, se poate stabiliza tensiunea la bornele unei sarcini la o putere de cca β ori mai mare decît în cazul unui stabilizator simplu cu diodă Zener.

În fig. 2.6 se prezintă un alimentator stabilizat de 9 V/250 mA, realizat pe baza schemei din fig. 2.5. Tensiunea furnizată de transformatorul *T*, cu priză mediană, de 2×12 Vef, este redresată prin intermediul a două diode 1N4001. Rezistorul R_1 de 1 Ω limitează vîrfurile de curent prin diodele redresoare, care pot apărea datorită capacității C_1 de 500 μF. Tensiunea de ondulație în co-

lectorul tranzistorului *Q* este redusă prin intermediul filtrului R_2—C_2. Dioda stabilizatoare DZ10 sau PL10Z este alimentată prin rezistenţa de 300 Ω şi furnizează o tensiune de 10 V pe baza tranzistorului BD135. Rezistenţa R_4 de 200 Ω este o rezistenţă de presarcină* care

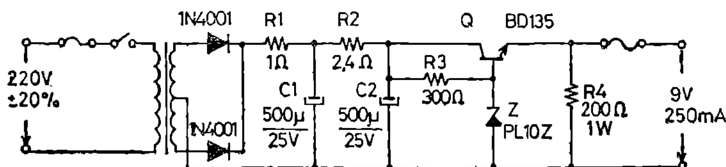


Fig. 2.6. Sursă de tensiune de 9V/250 mA.

asigură un curent de pornire pentru tranzistor în lipsa sarcinii. Tranzistorul *Q* disipă o putere de aproximativ 2 W în condiţiile cele mai dificile de funcţionare şi de aceea trebuie montat pe un radiator (de exemplu o placă de aluminium de 7,5×7,5 cm, groasă de 2 mm).

Pentru a obţine la ieşire o tensiune reglabilă, se foloseşte schema din fig. 2.7. Preţul plătit pentru această

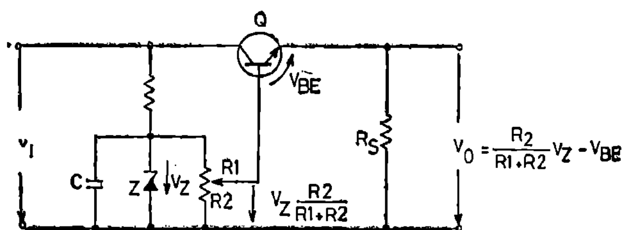


Fig. 2.7. Stabilizator cu reglarea tensiunii la ieşire.

facilitate constă într-o relativă deteriorare a stabilizării faţă de tensiunea de intrare.

Revenind la schema de bază din fig. 2.5 trebuie să observăm că dioda de referinţă *Z* lucrează în condiţii mai

---

* Bleeder (engl.); asigură polarizarea în direct a tranzistorului BD135, astfel încît tensiunea de ieşire în gol să fie menţinută la o valoare dorită.

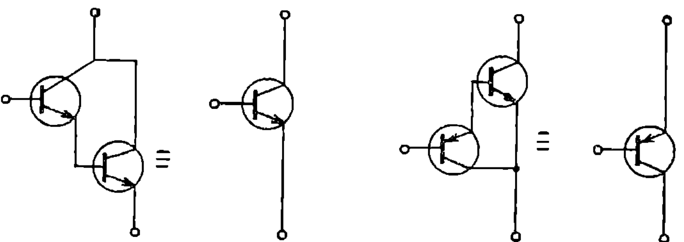


Fig. 2.8. Configurație Darlington pentru elementul regulator serie:
a — cu tranzistoare npn,
b — cu tranzistoare complementare.

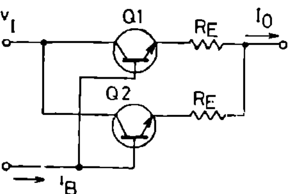


Fig. 2.9. Configurație paralel pentru elementul regulator serie.

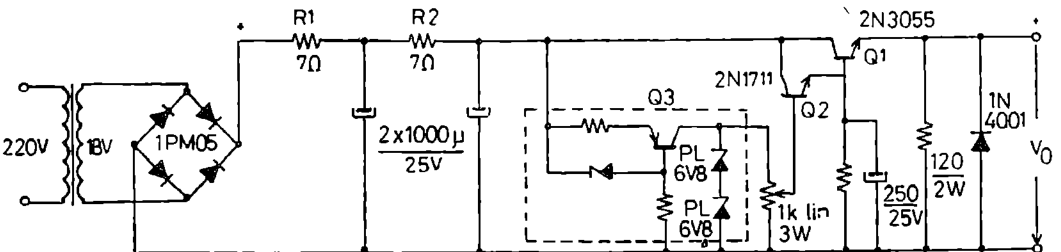


Fig. 2.10. Sursă de tensiune stabilizată reglabilă.

ușoare decît în cazul stabilizatorului parametric simplu (fig. 2.2), preluînd numai variațiile curentului de bază al tranzistorului serie Q, variațiile curentului de sarcină fiind preluate de colectorul acestuia.

Performanțele schemei de bază pot fi îmbunătățite fie prin utilizarea unor tranzistoare compuse — configurație Darlington (fig. 2.8), fie prin dispunerea în paralel a mai multor tranzistoare bipolare (fig. 2.9).

Schema din fig. 2.9 se utilizează în cazul în care puterea admisă pe un tranzistor este insuficientă pentru furnizarea curentului de sarcină necesar. Tranzistoarele Q_1, Q_2, legate în paralel, se selecționează după mărimea factorului β și se protejează prin rezistențele R_E de egalizare a curenților.

În fig. 2.10 prezentăm o schemă de sursă de tensiune stabilizată reglabilă realizată pe baza schemelor de principiu din fig. 2.3 *f*, 2.7 și 2.8.

În continuare se prezintă pe scurt *un exemplu de calcul* pentru un stabilizator de tensiune realizat pe baza, schemei din fig. 2.5.

Se cere să se calculeze un stabilizator pentru o sursă de alimentare a unui receptor cu tranzistoare echipat cu un etaj final în contratimp clasă B al cărui consum variază între 20 și 200 mA la 9 V, alimentarea efectuîndu-se de la rețeaua de curent alternativ care poate avea variații de tensiune de —15...+10% din tensiunea nominală.

1. Se determină tensiunea minimă la intrarea stabilizatorului, necesară funcționării normale, (în cazul tensiunii de rețea minime și a curentului de sarcină maxim), din condiția impusă tranzistorului serie să nu intre în regiunea de saturație.

$$V_{Im}=[V_0+(4\dots6)]\ \mathrm{V}=9+5=14\ \mathrm{V}$$

Ținînd seama de plaja admisă pentru variația tensiunii rețelei, printr-o regulă de trei simplă se determină atît tensiunea normală $V_I=16$ V cît și tensiunea maximă $V_{IM}=18$ V care se aplică la intrarea stabilizatorului.

Utilizînd un transformator urmat de un redresor dublă alternanță cu filtraj cu condensator, tensiunea V_2 în secundarul transformatorului se deduce din egalitatea:

$$V_I=V_2\sqrt{2}-0{,}7=16\ \mathrm{V}$$

din care rezultă:

$$V_2=12\ \mathrm{V_{ef}}$$

unde 0,7 V$=V_F$, reprezintă căderea de tensiune pe dioda redresoare.

Se folosește un transformator care furnizează în secundar o tensiune de 2×12 V_{ef}.

2. Se estimează căderea de tensiune și puterea maximă disipată pe tranzistorul serie.

$$V_{CE\,Max}=V_{IM}-V_0=18-9=9\ \text{V}$$

$$P_{d\,Max}=(V_{IM}-V_0)I_{0M}=(18-9)\,0{,}2=1{,}8\ \text{W}$$

Se alege tranzistorul BD 135/6 cu caracteristicile: $I_{C\,Max}=1{,}5$ A; $C_{CE0}=45$ V; h_{21E} (la $V_{CE}=2$ V; $I_C=150$ mA)$=$ 45...95; $P_{tot}=12{,}5$ W.

3. Se determină tensiunea necesară a diodei Zener V_Z. Tensiunea V_{BE} a tranzistorului serie scăzîndu-se din tensiunea V_Z (relația 2.10) aceasta din urmă trebuie să fie egală cu:

$$V_Z=9\ \text{V}+V_{BE}=9{,}6\ \text{V}$$

4. Se calculează rezistența R_B de polarizare a diodei Zener și a bazei tranzistorului serie (pentru a se asigura curentul minim prin diodă I_{Zm}, și curentul de comandă al bazei tranzistorului serie, I_B), pentru două categorii de diode Zener:

— pentru diode Zener de mică putere ($P_{max}=0{,}3$ W, $I_{Zm}=$ 2...5 mA, de exemplu DZ 2V7...DZ 15). Se consideră dioda DZ 10 cu caracteristicile $V_{Zm}=9{,}4$ V; $V_{ZT}=10$ V; $I_{ZT}=5$ mA; $I_{ZM}=28$ mA.

$$R_B=\frac{V_{Im}-V_Z}{I_B+I_{Zm}}$$

sau

$$R_B=\frac{V_{Im}-V_Z}{\dfrac{I_{OM}}{h_{21E\,min}}+I_{Zm}}=\frac{14-9{,}6}{\dfrac{0{,}2}{45}+0{,}005}=463\ \Omega$$

se alege $R_B=$ 430 Ω ±5%.

— pentru diode Zener de 1...5 W, cu $I_{Zm}=5...30$ mA, (PL 3V3Z...PL 200Z; 4DZ10...180); se consideră diodă PL 10V1Z, cu caracteristicile $V_{Zm}=9{,}4$ V, $V_{ZT}=10$ V; $I_{ZT}=50$ mA; $I_{ZM}=94$ mA.

$$R_B=\frac{14-9{,}6}{\dfrac{0{,}2}{45}+0{,}010}=304\ \Omega$$

Se alege $R_B=300$ Ω ±5%.

5. Se calculează curentul maxim prin dioda Zener $I_{Z\,max}$ și puterea disipată de aceasta (cînd tensiunea la intrarea stabilizatorului are valoarea maximă, V_{IM}) pentru cele două situații menționate la punctul anterior:

$$I_{Z\,Max}=\frac{V_{IM}-V_Z}{R_B}<I_{ZM}$$

— pentru dioda Zener de putere mică:

$$I_{Z\,Max}=\frac{18-9,6}{430}=20\text{ mA}<I_{ZM}$$

$$P_{dZ}=V_{ZT}I_{Z\,Max}=10\cdot 20\cdot 10^{-3}=200\text{ mW}<P_{Max}$$

— pentru dioda Zener de putere

$$I_{Z\,Max}=28\text{ mA}<I_{ZM}$$

$$P_{dZ}=280\text{ mW}<P_{Max}$$

6. Se alege tipul de diodă Zener în funcție de V_Z și I_{ZM}.

Avînd în vedere că în ambele situații de mai sus curentul maxim și puterea disipată de dioda Zener nu depășesc valorile limită de catalog, se alege dioda de putere mai mică (în criteriul de alegere intrînd și costul diodei).

Se alege dioda DZ 10.

Se determină pe caracteristica acestei diode curentul minim de polarizare și rezistența diferențială R_{ZT}.

Se corectează printr-un calcul exact mărimile R_B și I_{ZM}, ținînd seama de caracteristica diodei Zener.

7. Se determină limitele pînă la care schema propusă stabilizează.

Schema stabilizează atîta timp cît tensiunea la bornele diodei Zener rămîne constantă și egală cu V_{ZT}; această tensiune este constantă atîta timp cît prin diodă trece un curent superior celui „de cot", adică peste 2...4 mA.

Curentul I_Z prin dioda Zener scade pînă sau sub mărimea I_{ZM} din două cauze:

a) tensiunea v_I la intrarea stabilizatorului este prea mică,

— la $v_I=V_{Im}=14$ V, $I_1=I_{RB}=\dfrac{V_I-V_Z}{R_B}$ și $I_B=\dfrac{I_{0M}}{h_{21E\,min}}$

$$I_1=\frac{14-10}{430}=10\text{ mA}$$

$$I_B=\frac{200}{40}=5\text{ mA}$$

$$I_Z=I_1-I_B=10-5=5\text{ mA};$$

rezultă că în această situație dioda Zener este străbătută de un curent suficient pentru ca stabilizatorul să funcționeze normal,

b) consumul de curent la ieșire I_0 este prea mare.

Creșterea sarcinii la curenți peste 200 mA conduce la același efect: la curenți mari de colector, curentul bazei tranzistorului serie crește mult nu numai din cauza creșterii curentului I_0, ci și din cauza scăderii parametrului h_{21E}. Astfel, pentru tranzistoare de putere cu h_{21E} mic, I_B poate depăși mărimea I_Z, făcînd ca prin diodă să nu mai treacă curentul minim de stabilizare, ceea ce face ca tensiunea V_Z la bornele diodei să scadă și în consecință să scadă și tensiunea la ieșire.

Notă

Cele de mai sus arată că pentru a asigura stabilizarea cu montajul propus ar fi necesară o diodă Zener care să suporte un I_{ZM} ridicat permițînd de la bun început mărirea curentului, I_{RB} prin micșorarea lui R_B; în acest fel, la variații de sarcină sau de tensiune de intrare s-ar asigura prin dioda Zener un curent de lucru suficient de mare. Cu o astfel de diodă s-ar putea folosi și tranzistoare cu h_{21E} mai mic (20...30), deoarece I_Z fiind mult mai mare decît I_B, variația sarcinii nu poate „destabiliza" stabilizatorul. Diodele Zener de putere sînt însă mai scumpe decît tranzistoarele de mică putere.

Pentru a crește factorul de stabilizare trebuie micșorat curentul I_B. Acest lucru se poate asigura cu montajul Darlington.

Configurație paralel

În fig. 2.11 *a, b* se prezintă patru variante de scheme. Tensiunea la ieșire în aceste cazuri este egală cu suma dintre tensiunea diodei Zener și tensiunea emitor-bază a tranzistorului, $V_0=V_Z+V_{BE}$.

Pentru a pune în evidență acțiunea de stabilizare a schemelor prezentate se presupune că tensiunea de ieșire are o creștere mică; în acest caz tensiunea V_{BE} crește (conform relației de mai sus) deoarece V_Z=constant. Rezultă că atît I_B cît și I_C cresc, și deci și căderea de tensiune R_1I crește, făcînd ca V_0 să scadă. Evident, în acest caz însuși tranzistorul își reglează curentul de colector, care la rîndul său ajustează căderea de tensiune pe rezistența de balast R_1, contribuind prin aceasta la menținerea constantă a tensiunii la ieșire. Lucrurile se întîmplă invers la scăderea tensiunii de ieșire.

Acțiunea de stabilizare a schemei la modificarea tensiunii de intrare se explică prin aceea că variațiile acestei tensiuni determină variații ale curentului prin tranzis-

tor. Căderea de tensiune provocată de variațiile curentului prin rezistența R_1 compensează variațiile tensiunii de intrare. Astfel, dacă tensiunea de intrare crește, tensiunea de ieșire tinde, de asemenea, să crească. Ca urmare, tensiunea bază-emitor și curentul prin tranzistor se măresc,

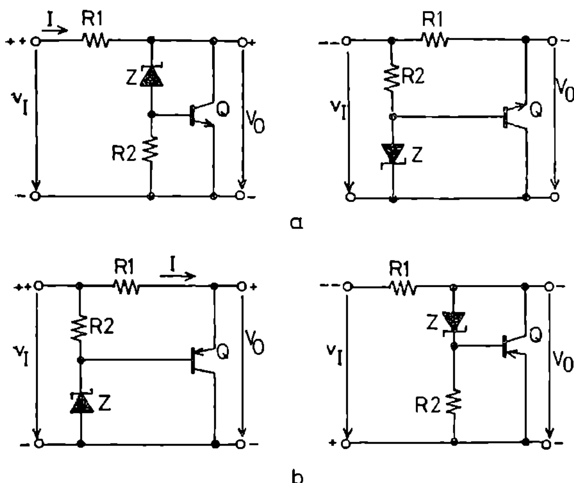


Fig. 2.11. Stabilizator parametric cu tranzistor paralel:
a — tranzistor tip npn; *b* — tranzistor tip pnp.

căderea de tensiune pe R_1 crește și în final tensiunea de ieșire revine aproape de valoarea sa inițială.

Avantajul înlocuirii unei diode Zener de putere printr-o asociere „Diodă Zener de mică putere — Tranzistor bipolar" (cazul montajelor din fig. 2.11), avantaj concretizat, atît prin creșterea puterii comandate (factor de multiplicare β), cît și prin reducerea rezistenței dinamice (factor de divizare β), este cel mai bine pus în evidență în fig. 2.12, unde ca element de reglare paralel se folosește o configurație Darlington. În acest caz, cu o diodă Zener de putere sub 1 W se poate stabiliza o putere de peste 10 W.

Schemele electrice prezentate în fig. 2.11 furnizează la ieşire o tensiune fixă. În cazul în care în paralel pe dioda Zener se conectează un potenţiometru (reprezentat cu linie întreruptă în fig. 2.12), stabilizatorul realizat în acest mod asigură la ieşire o tensiune variabilă.

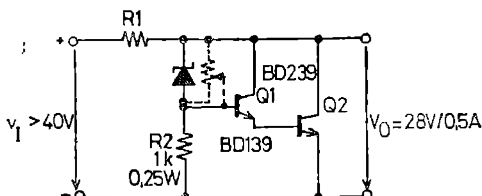


Fig. 2.12. Stabilizator simplu cu configuraţie Darlington paralel.

Este posibil ca stabilizatorul de tip paralel să furnizeze la ieşire tensiuni mai mari decît tensiunea diodei Zener care intră în componenţa lui. Acest lucru se obţine în cazul în care baza tranzistorului se alimentează printr-un divizor de tensiune rezistiv R_1, R_2 şi dioda Zener se montează în serie pe emitorul tranzistorului (fig. 2.13). În acest caz tensiunea la ieşire este dată de relaţia:

$$V_0 = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_Z + V_{BE} \qquad (2.11)$$

În continuare se prezintă un *exemplu de calcul* al unui stabilizator de tensiune tip paralel (fig. 2.11).

Pentru calculul unui astfel de stabilizator se dau, de obicei:
— tensiunea stabilizată, V_0

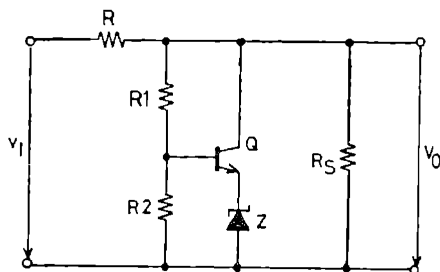


Fig. 2.13. Stabilizator parametric paralel cu tensiune de ieşire dependentă de divizorul R_1—R_2.

— curenții de sarcină maximi și minimi, I_{0M}, I_{0m}

— variațiile tensiunii de alimentare V_{Im}, V_{IM},

— temperatura maximă de lucru, $t_{amb\ Max}$.

Ca și în exemplul de calcul anterior, în acest caz se cere să se realizeze o sursă de alimentare stabilizată, care în condiții normale de mediu ambiant trebuie să furnizeze la ieșire 9V la un curent variabil în limitele 20 mA...200 mA. Tensiunea rețelei de alimentare variază în limitele —15%...+10%.

Utilizînd un transformator care furnizează în secundar o tensiune de $2\times12\ V_{ef}$ (v. calculul din exemplul precedent), urmat de un redresor dublă alternanță și un filtru cu intrare pe condensator, la intrarea stabilizatorului tensiunea variază în limitele $V_{Im}=14$ V, $V_{IM}=18$ V.

Cu aceste date inițiale, calculul decurge în modul următor:

1. Se determină tensiunea diodei Zener

$$V_Z=V_0-V_{BE}=9\ V-0{,}6\ V=8{,}2\ V$$

Se alege dioda Zener DZ-8V2, cu $V_{ZT}=8{,}2$ V la $I_{ZT}=5$ mA.

2. Se calculează mărimea rezistorului de balast R_1:

$$R_1=\frac{V_{Im}-V_0}{I_{0M}+I_{C\ min}}=\frac{V_{Im}-V_0}{1{,}1I_{0M}}=\frac{14-9}{0{,}22}=23\ \Omega$$

(se consideră $I_{Cmin}=I_{0M}/10$).

Se alege valoarea normalizată cea mai apropiată $R_1=22\Omega$. Puterea disipată în acest rezistor este:

$$P_{dR}=\frac{(V_{IM}-V_0)^2}{R_1}\approx4W$$

3. Se estimează puterea maximă disipată în tranzistorul paralel:

$$P_{d\ Max}=\left(\frac{V_{IM}-V_0}{R_1}-I_{0m}\right)V_0\approx3{,}6\ W$$

Se alege tranzistorul BD 135 cu caracteristicile: $P_{d\ Max}=12{,}5$ W (cu radiator infinit), $I_{C\ Max}=1{,}5$ A; $V_{CE\ Max}=45$ V; $h_{21E}=45\ldots95$ (la $V_{CE}=2V$, $I_C=150$ mA).

Configurație serie-paralel

Cunoscînd caracteristicile funcționale ale celor două tipuri de stabilizatoare prezentate, este posibil să se utilizeze calitățile fiecărui tip în parte, pentru realizarea de combinații de montaje serie-paralel.

În fig. 2.14 se prezintă o astfel de schemă, în care tranzistoarele Q_2 și Q_3 constituie un etaj în contratimp comandat de etajul colector comun realizat cu tranzistorul Q_1, care reproduce pe emitorul său tensiunea diodei Zener Z, compensată în temperatură cu diodele D_1 și D_2.

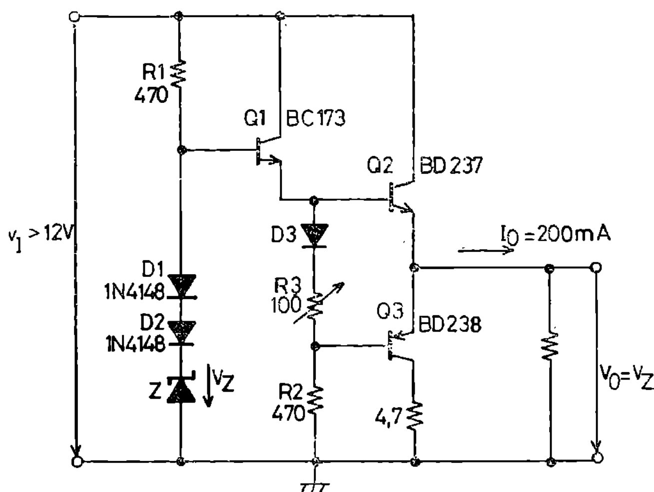


Fig. 2.14. Stabilizator parametric serie-paralel.

Căderile de tensiune la bornele diodelor D_1D_2 compensează și tensiunile V_{BE} ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2, astfel că la ieșirea montajului se regăsește o tensiune egală cu tensiunea V_Z a diodei Zener Z.

2.1.3. Stabilizatoare liniare cu reacție

Așa cum s-a mai arătat stabilizatoarele de tensiune cu reacție sînt sisteme cu reglaj automat (fig. 1.1) la care mărimea de ieșire V_0 (sau o parte din aceasta kV_0) este comparată în permanență cu o mărime de referință V_{REF}, iar diferența lor, $\varepsilon = V_{REF} - kV_0$, după o amplificare corespunzătoare ($A\varepsilon$), comandă un element regulator, care, în condițiile în care în sistem a intervenit o perturbație

oarecare readuce mărimea de ieşire V_0, furnizată de sursa de alimentare v_i la valoarea care a fost impusă de elementul de referinţă. Prin mărirea complexităţii sistemului de reglare, eroarea poate fi redusă considerabil, rezultînd un stabilizator cu performanţe deosebit de bune; această modalitate este compatibilă cu stabilizatoarele integrate monolitice, unde, datorită tehnologiei planare, pot fi realizate scheme electronice foarte complexe.

În funcţie de modul de conectare a elementului regulator faţă de sarcină, aceste stabilizatoare sînt de tip serie şi de tip paralel; în fig. 1.3, *a, b,* sînt reprezentate schemele bloc corespunzătoare acestor două modalităţi de conectare.

În cazul schemei de reglaj tip serie (fig. 1.3, *a*) la o creştere a tensiunii la bornele sarcinii semnalul de eroare se măreşte şi, după amplificare, implicit produce o creştere a rezistenţei elementului regulator. Ca urmare scade curentul de sarcină, iar tensiunea la bornele de ieşire revine la valoarea anterioară.

În cazul schemei de reglare paralel (fig. 1.3, *b*), la o creştere a tensiunii de ieşire, semnalul de eroare se măreşte şi corespunzător în urma amplificării produce o micşorare a rezistenţei elementului regulator. Ca urmare, creşte curentul prin acest element, deci şi prin rezistenţa serie R, şi ca atare se va reduce tensiunea la ieşire pînă la o valoare apropiată de cea iniţială.

Schemele de reglaj tip serie au consum mic în gol, au un randament mai ridicat şi asigură o stabilitate mai bună decît cele de tip paralel, în schimb necesită circuite de protecţie speciale la suprasarcini şi scurtcircuite la bornele lor de ieşire.

Configuraţie serie

Stabilizarea schemelor de tipul prezentat în fig. 2.5 se asigură prin modificarea curentului tranzistorului Q, comandat direct prin variaţia tensiunii de ieşire. Eficacitatea acestei comenzi poate fi sporită dacă în prealabil variaţia $\varepsilon = V_{REF} - kV_0$ se amplifică şi apoi se aplică tranzistorului regulator printr-o buclă de reacţie. Se realizează în felul acesta cel mai simplu stabilizator de tensiune cu

reacție a cărui schemă de principiu este prezentată în fig. 2.15.

Funcționarea schemei este simplă. Diferența dintre o fracțiune a tensiunii de ieșire și tensiunea de referință V_Z, constituie semnalul de eroare, amplificat de etajul Q_2,

$$v_{BE}=kV_0-V_Z \qquad (2.12)$$

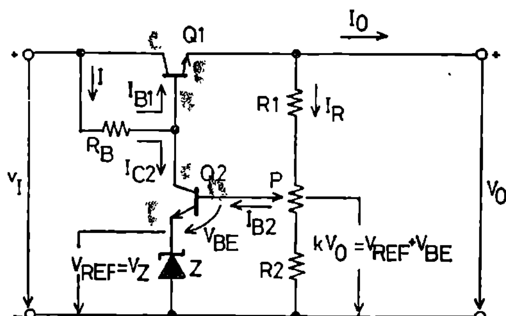


Fig. 2.15. Stabilizator liniar cu reacție cu două tranzistoare bipolare.

de unde rezultă tensiunea stabilizată

$$V_0=(V_Z+v_{BE})\frac{1}{k}=(V_Z+v_{BE})\frac{R_1+R_2}{R_2} \qquad (2.13)$$

Curentul de ieșire al amplificatorului Q_2 comandă curentul de colector al tranzistorului Q_1 și implicit, rezistența lui echivalentă în curent continuu (între emitor-colector). Variațiile căderii de tensiune de pe această rezistență echivalentă compensează variațiile inițiale ale tensiunii de intrare, menținînd practic constantă tensiunea de ieșire.

Tranzistorul serie Q_1 nu permite trecerea curentului necesar prin sarcină, I_0, decît dacă i se furnizează un curent de bază mai mare sau cel puțin egal cu:

$$I_{B1}=I_0/h_{21E} \qquad (2.14)$$

unde h_{21E} este factorul de amplificare în curent al tranzistorului Q_1. Acest curent îi este furnizat de la sursa de alimentare v_I, nestabilizată, prin rezistența R_B.

Orice tendință de creștere a tensiunii de ieșire V_0, se traduce printr-o creștere concomitentă a tensiunii de eroare ε aplicată pe baza tranzistorului Q_2, respectiv creșterea curentului de colector al acestui tranzistor, creștere ce are loc în detrimentul curentului de bază al lui Q_1; aceasta va avea drept consecință revenirea tensiunii de ieșire spre valoarea inițială. Variația ΔI_{B1} a curentului I_{B1}, care se produce ca efect al funcției de comandă a tranzistorului Q_2, depinde de panta $g_m=h_{21E}/h_{11E}$ a tranzistorului respectiv (Q_2) conform relației:

$$\Delta I_{B1}=g_m\Delta\varepsilon \tag{2.15}$$

Una din caracteristicile cele mai importante ale acestui stabilizator de tensiune este rezistența (dinamică) de ieșire, calculabilă, pe baza datelor de mai sus. Pentru aceasta se presupune că sursa de referință V_{REF} este perfect stabilă și ca atare variația tensiunii de intrare nu va afecta cîștigul de curent al tranzistorului Q_1. În acest caz, modificarea sarcinii va conduce la variația ΔI_0 a curentului de ieșire I_0. Această variație nu este posibilă decît dacă o variație corespunzătoare $\Delta I_{B1}=\Delta I_0/h_{21E}$ este furnizată în baza tranzistorului Q_1. Dar această variație nu este alta decît variația curentului de colector al tranzistorului Q_2 datorită variației tensiunii lui de intrare ΔV_{BE}. Cum tensiunea emitorului lui Q_2 este „fixată“ prin construcție la tensiunea $V_{REF}=V_Z$, se poate scrie:

$$\Delta V_{BE}=\Delta\varepsilon=\Delta(kV_0) \tag{2.16}$$

Din relațiile (2.16), (2.15) și (2.14) se deduce variația ΔV_0 a tensiunii de ieșire provocată de variația curentului în sarcină ΔI_0.

$$\Delta V_0=\Delta I_0/g_m\cdot k\cdot h_{21E} \tag{2.17}$$

din care se deduce mărimea rezistenței dinamice $R_d=$ $=\Delta V_0/\Delta I_0$ a stabilizatorului:

$$R_d=\frac{1}{g_m}\cdot\frac{1}{kh_{21E}} \tag{2.18}$$

În expresia rezistenței dinamice, factorul $1/g_m$ se referă la tranzistorul Q_2, factorul $1/h_{21E}$ se referă la tran-

zistorul Q_1, iar k este factorul de divizare a tensiunii de ieşire.

Din cele relatate se poate deduce că rezistenţa dinamică a stabilizatorului cu reacţie, tip serie, este cu atît mai mică, cu cît cîştigul celor două tranzistoare Q_1 şi Q_2 va fi mai mare, iar coeficientul k va fi mai apropiat de unitate sau cu alte cuvinte, cu cît tensiunea de ieşire V_0 va fi mai apropiată de tensiunea de referinţă V_{REF}.

Legat de această ultimă afirmaţie, rezultă că este posibil, ca într-un astfel de stabilizator de tensiune fixă să se obţină $\Delta\varepsilon = \Delta V_0$ deci să se elimine factorul k din expresia (2.16), în cazul în care se înlocuieşte rezistenţa R_2 din fig. 2.15, printr-o diodă Zener a cărei tensiune de cot să fie egală cu V_0 — V_{REF} — V_{BE}. Se obţine în felul acesta schema din fig. 2.16 în care, cu ajutorul potenţiometrului P, de mică valoare, se reglează fin mărimea tensiunii de ieşire V_0.

Înainte de a se pune în evidenţă îmbunătăţirile care urmează să fie aduse schemei de principiu din fig. 2.15

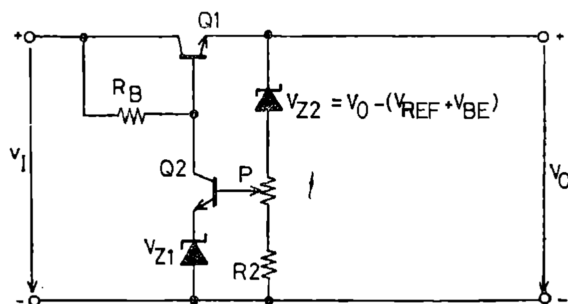


Fig. 2.16. Stabilizator liniar cu reacţie (variantă îmbunătăţită faţă de fig. 2.15)

încercăm să schiţăm în cele ce urmează un mod de calcul simplificat al schemei menţionate. De notat că procedeul de calcul prezentat, deşi se referă la o schemă simplificată, poate fi extins şi la scheme de stabilizatoare de tensiune mai complexe.

Ca *exemplu*, se propune determinarea mărimii componentelor electronice ale unui stabilizator de tensiune care furnizează la ieşire o tensiune de 15 V la un curent de 1 A şi care este alimentat de la o sursă de tensiune variabilă între 20 şi 30 V.

Pe parcursul calculului vom reveni cu explicaţiile necesare din care să rezulte necesitatea îmbunătăţirii schemei propuse pentru a fi folosite în montajele ce le vom prezenta în continuare.

a) Alegerea tipului de tranzistor serie, Q_1

În condiţiile în care tensiunea la intrarea stabilizatorului şi curentul pe care acesta îl furnizează în sarcină vor fi simultan maxime, puterea disipată pe Q_1 va fi maximă şi egală cu:

$$P=(V_{IM}-V_0)I_{0M}=(30-15)1=15\ \mathrm{W}$$

Se alege un tranzistor capabil să disipe această putere, să suporte un curent de colector mai mare sau cel puţin egal cu 1 A şi să aibă o tensiune colector-emitor mai mare de 30 V (deoarece în cazul cînd sarcina va avea o componentă capacitivă — de exemplu un condensator de decuplare de capacitate mare — la punerea sub tensiune, acest condensator se va manifesta ca un scurtcircuit la ieşire şi întreaga tensiune de alimentare a stabilizatorului va fi preluată de tranzistorul serie). Se alege tranzistorul 2N 3055.

Va trebui să reţinem atenţia, în prealabil, cu un succint, comentariu: în exemplul de faţă sîntem în situaţia în care dispunem de un tranzistor care, el singur este capabil să suporte atît tensiunea, cît şi curentul, necesare ca stabilizatorul de tensiune să funcţioneze corect. Totuşi, în practică, astfel de situaţii nu se întîlnesc frecvent. Poate că tranzistoarele de care dispunem au fie curentul de colector, fie tensiunea colector-emitor insuficiente. În aceste cazuri se procedează astfel:

— dacă tranzistorul are un curent de colector insuficient, este posibil să se conecteze două sau mai multe tranzistoare în paralel (fig. 2.9). Fără îndoială că, în acest caz, deoarece tensiunea bază emitor a tranzistoarelor poate varia de la un tip la altul cu cîţiva zeci de milivolţi, trebuie să se egalizeze curenţii prin fiecare tranzistor, introducînd în serie cu emitorii lor cîte un rezistor de valoare foarte mică. Deoarece în foile de catalog se dau destul de rar valorile extreme ale lui V_{BE} nu este deloc uşor să se calculeze mărimea acestor rezistenţe; din practică, însă, se cunoaşte că pentru tranzistoare de putere medie se aleg rezistoare cu valori cuprinse între 0,1 şi 1 Ω.

— dacă tensiunea $V_{CE\,Max}$ a tranzistorului disponibil este insuficientă*, soluţia constă în montarea a două sau mai multe

* Deşi sînt în fabricaţie şi în ţara noastră tranzistoare care pot suporta tensiuni colector-emitor de cîteva sute de volţi, configuraţia serie în care se utilizează tranzistoare de tensiuni mai

tranzistoare în serie (fig. 2.17. *a*); pentru repartizarea tensiunilor pe bazele celor trei tranzistoare este prevăzut un divizor rezistiv. În fig. 2.17. *b*, este prezentată dispunerea în serie a patru tranzistoare, care, cu tranzistorul Q_2, formează o configurație de tip Darlington, folosită pentru creșterea factorului de amplificare în curent al elementului regulator serie.

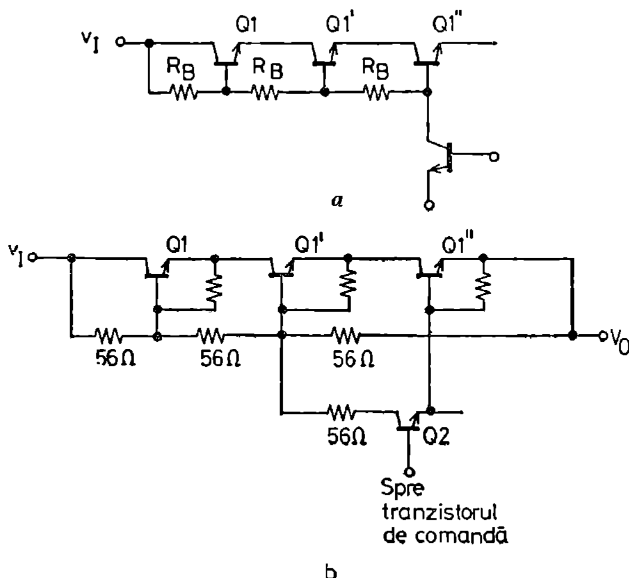


Fig. 2.17. Element regulator constituit prin dispunerea în serie a mai multor tranzistoare bipolare: *a* — configurație normală; *b* — configurație Darlington.

mici suscită interes practic deoarece puterea disipată de stabilizatorul de tensiune este repartizată pe mai multe tranzistoare. Și din punct de vedere economic este mai bine să se monteze trei sau patru tranzistoare, în fabricație curentă, ca de exemplu 2N3055, BD239, BD240, decît să se utilizeze un singur tranzistor capabil să disipe sute de wați și a cărui tensiune V_{CE} este de cîteva sute de volți (chiar dacă acesta este în fabricație curentă) în general mai scump. Indiferent că tranzistoarele sînt montate în serie sau în paralel, este recomandat ca ele să fie dispuse pe același radiator pentru a li se egaliza temperatura proprie. Se reamintește și faptul că în cazul montajului în serie este necesar să se izoleze fiecare tranzistor de pe radiator prin intermediul unei rondele de mică.

— dacă atît tensiunea colector-emitor maximă, $V_{CE\,Max}$, cît și curentul maxim de colector $I_{C\,Max}$ sînt suficiente, este posibil ca puterea maximă pe care o poate disipa tranzistorul disponibil să fie prea mică. În acest caz se poate folosi schema din fig. 2.18, caracterizată prin aceea că permite repartizarea puterii disipate de elementul regulator pe două tranzistoare montate în serie,

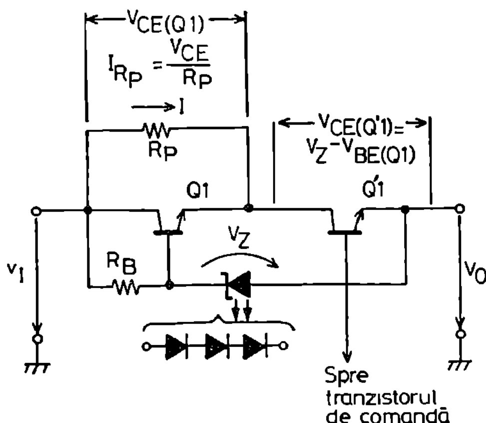


Fig. 2.18. Dispunere a două tranzistoare pentru repartizarea echilibrată a puterii disipate pe elementul regulator serie.

menținînd o tensiune V_{CE} constantă și egală cu 2...3 V la bornele unuia din aceste două tranzistoare și „ușurînd" funcționarea celuilalt prin montarea la bornele lui a unei rezistențe paralel R_p.

Tranzistorul Q_1, șuntat prin rezistorul R_p, este capabil să permită trecerea unei părți importante din curentul furnizat de stabilizator; baza lui este alimentată de la tensiunea de ieșire stabilizată prin intermediul unei diode Zener sau printr-un ansamblu de diode redresoare dispuse în serie, alimentate în direct de la tensiunea de intrare, nestabilizată, prin intermediul rezistenței R_B (vezi fig. 2.18). Tranzistorul Q'_1 este comandat de tranzistorul amplificator de eroare (Q_2, în fig. 2.15). Din schemă rezultă că tensiunea la bornele tranzistorului Q'_1 rămîne constantă și egală cu tensiunea diodei Zener minus tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1, indiferent de tensiunea de ieșire. În ceea ce privește tranzistorul Q_1, deoarece tensiunea pe baza sa este „fixată" la tensiunea de ieșire minus tensiunea pe diodă Zener, își va modifica tensiunea colector-emitor, deoarece curentul care-l

parcurge variază în funcție de tensiunea la bornele lui (o fracțiune a curentului total, proporțională cu V_{CE}, trece prin rezistența paralel R_p).

La o alegere judicioasă a elementelor montajului, puterea disipată pe fiecare din cele două tranzistoare se echilibrează la o valoare egală cu un sfert din puterea totală disipată de stabilizator, jumătate din această putere fiind disipată de rezistența R_p; astfel dacă:

$$R_p = \frac{V_{CE(Q1)max} + V_{CE(Q_1')}}{I_{0\,Max}}$$

și

$$V_Z = 2\ \mathrm{V}$$

atunci:

$$P_{d\,(Q1)} = P_{d(Q1')} = \frac{V_{CE(Q1,\,Q1')Max} \cdot I_{0\,Max}}{4}$$

Un alt avantaj al acestei dispuneri este acela că tranzistorul Q_1 joacă în același timp și rolul de prestabilizator, deoarece baza lui fiind legată la tensiunea stabilizată de ieșire, tensiunea culeasă pe emitorul său este, pentru o valoare a lui V_0, constantă.

b) *Calculul rezistenței de bază* R_B

Valoarea minimă garantată a parametrului h_{21e} pentru tranzistorul 2N3055 este egală cu 20. Pentru ca stabilizatorul să poată furniza în sarcină curentul de 1 A propus, este necesar ca în baza acestui tranzistor serie să se injecteze curentul:

$$I_{B1\,max} = I_{0M}/h_{21e\,min} = 1/20 = 0{,}050\ \mathrm{A}$$

Acest curent trebuie furnizat de sursa de alimentare cînd aceasta are tensiunea minimă, deci:

$$R_B = [V_{I\,min} - (V_0 - V_{BE})]/I_{B1\,max} =$$

$$[20-(15-0{,}7)]/0{,}050 = 114\ \Omega$$

Se alege din catalog valoarea imediat inferioară:

$$R_B = 110\ \Omega \pm 2\%;\ P_d = 0{,}25\ \mathrm{W}$$

c) *Alegerea tranzistorului de comandă,* Q_2

Se alege un tranzistor capabil să furnizeze un curent de colector mai mare sau cel puțin egal cu 50 mA și care să aibă un h_{21e} peste medie.

Dintre tranzistoarele fabricate în țară se alege tipul 2N2222

d) Alegerea diodei Zener de referință, D_Z

Se va alege o diodă de referință care să aibă o rezistență dinamică mică, un curent de stabilizare cît mai apropiat de curentul prin tranzistorul Q_2 și un coeficient de temperatură cît mai mic.

Se alege dioda PL 9 V1 Z cu parametrii:

$$V_{ZT}=9,1\ V;\ I_{ZT}=50\ mA;\ \alpha_{ZT}=+0,051\%/^{\circ}C$$

e) Calculul valorilor rezistențelor din divizorul de ieșire R_1, P, R_2 (fig. 2.15)

Divizorul rezistiv din circuitul de eșantionare R_1, P, R_2 trebuie ales astfel încît să fie îndeplinite condițiile:

— tensiunea eșantionată kV_0 să nu fie afectată de curentul de bază I_{B2} al tranzistorului Q_2; această condiție este îndeplinită dacă $I_R \gg I_{B2}$.

— R_1, P, R_2 trebuie să satisfacă relația (2.13),

— rezistoarele din divizorul de ieșire sînt limitate inferior, prin ele trecînd un curent $I_R \ll I_0$,

— din punct de vedere dinamic, este necesar ca tranzistorul Q_2 să fie atacat pe bază de un generator de tensiune, adică să fie îndeplinită condiția:

$$R_1 // R_2 \ll h_{11e}+(1+h_{21e})R_{ZT}$$

Cîștigul h_{21e} al tranzistorului Q_2 (2N2222), în condițiile cele mai dezavantajoase de funcționare fiind egal cu 35, curentul de bază al acestui tranzistor, în cazul cînd debitează 50 mA, nu va fi în nici-un caz mai mare de:

$$I_{B2}=I_C/h_{21e}$$

$$I_{B2}=0,050/35 \simeq 1,5\ mA$$

Ca acest curent să nu perturbe divizorul de ieșire de pe care se culege semnalul kV_0 de reacție, pentru comanda tranzistorului Q_2 impunem ca divizorul să fie parcurs de un curent I_R de aproximativ 10 ori mai mare decît curentul I_{B2}; fie acest curent 15 mA.

Rezultă mărimea divizorului rezistiv de ieșire:

$$R_1+P+R_2=15\ V/15\ mA=1\ k\Omega$$

Pentru a calcula valorile R_1, P, R_2, trebuie să ținem seama că, pentru ca la ieșire să se obțină o tensiune de 15 V, baza tranzistorului Q_2 trebuie să fie, față de masă, la o tensiune:

$$V_{BB}=V_{REF}+V_{BE}+\bullet$$

Cum ε trebuie să fie și este foarte mic, poate fi neglijat în acest caz:

$$V_{BB} \simeq 9{,}1+0{,}5 \simeq 9{,}7 \ldots 10 \text{ V}$$

din care se deduc valorile: $R_1=330\ \Omega$, $R_2=560\ \Omega$, $P=110\ \Omega$.

f) Calculul rezistenței dinamice

Cunoscînd mărimile $h_{11b}=4\div8\Omega$, $h_{21e}=\text{min } 35$, prin măsurători sau din foile de catalog pentru tranzistorul 2N2222 se calculează:

$$h_{11e} \simeq h_{11b} \cdot h_{21e} \simeq 280\ \Omega$$

și

$$g_m=h_{21e}/h_{11e}=0{,}125 \text{ A/V}$$

Se calculează parametrul k:

$$k=\frac{10}{15}=0{,}66$$

Cunoscînd și parametrul $h_{21e}=20$ al tranzistorului Q_1 se calculează:

$$R_d=1/g_m \cdot h_{21e} \cdot k=0{,}6\ \Omega$$

În continuare se propun cîteva montaje cu îmbunătățiri față de schema de bază prezentată în fig. 2.15.

În fig. 2.19, se prezintă schema unui stabilizator de tensiune la care potențialul emitorului tranzistorului Q_2 este fixat prin intermediul rezistorului R_1 și al diodei Z conectate la tensiunea de ieșire stabilizată.

Rezistorul R_3 asigură curentul de polarizare al diodei de referință Z și se dimensionează astfel încît $i_{R3} \gg i_C$, deci curentul variabil prin Q_2 să nu afecteze tensiunea de referință V_Z; în același scop R_3 se conectează la tensiunea stabilizată în emitorul tranzistorului Q_1 și trebuie să satisfacă și relația 2.4 sub forma:

$$R_{2\,Max}=\frac{V_{0\,Max}-V_Z}{I_{Z\,min}}$$

$$R_{1\,min}=\frac{V_{0\,min}-V_Z}{I_{Z\,Max}}$$

Acest stabilizator este alcătuit din tranzistorul regulator Q_1, din amplificatorul de curent continuu Q_2, din dioda Zener Z şi din divizorul tensiunii de ieşire R_I—R_{II}.

Modul de funcţionare a schemei este următorul: tensiunea de ieşire, culeasă în A, este comparată în B cu

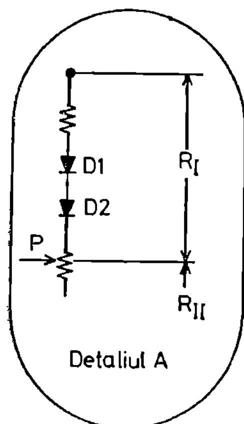
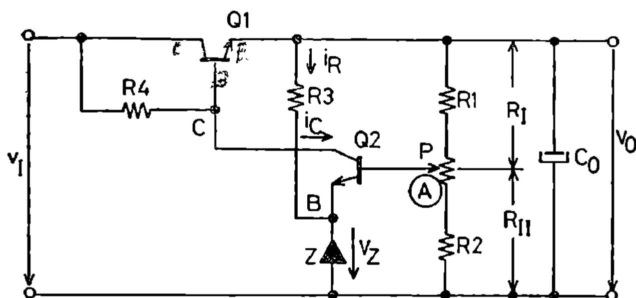


Fig. 2.19. Stabilizator cu reacţie cu două tranzistoare bipolare; variantă îmbunătăţită faţă de (fig. 2.17).



potenţialul de referinţă V_Z furnizat de dioda Zener Z. Diferenţa sesizată se amplifică în C şi se aplică tranzistorului serie Q_1; acesta îşi ajustează curentul şi deci căderea de tensiune pe el, pentru a menţine constantă tensiunea la ieşire, indiferent de variaţiile tensiunii de intrare sau variaţiile curentului la ieşire.

În majoritatea cazurilor, tranzistorul Q_2 pe care se face compararea tensiunii de reacţie cu cea de referinţă

(fig. 2.15) îndeplinește și rolul de amplificator de eroare. În alte cazuri, cînd dorim să mărim amplificarea în scopul micșorării rezistenței de ieșire R_0 sau de a mări stabilizarea, între tranzistoarele Q_2 și Q_1 se intercalează unul sau mai multe etaje de amplificare. În acest caz trebuie

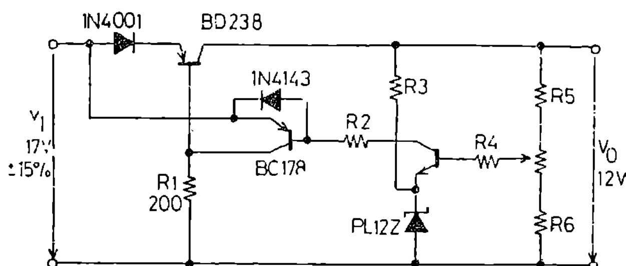


Fig. 2.20. Stabilizator de 12V/1A.

avut în vedere ca faza suplimentară introdusă de aceste etaje să asigure reacția negativă pe bucla de reacție. În fig. 2.20 se prezintă o astfel de schemă.

Performanțele stabilizatorului serie cu reacție pot fi îmbunătățite și anume:

— dioda Zener avînd rezistența dinamică diferită de zero, nu oferă o tensiune de referință perfect constantă; acest inconvenient se poate înlătura prin utilizarea unui stabilizator parametric cu două etaje (fig. 2.3, *b*).

— micșorarea rezistenței de ieșire a stabilizatorului se poate obține nu numai prin creșterea amplificării amplificatorului de eroare (fig. 2.20) ci și prin micșorarea rezistenței de ieșire a acestui amplificator (în acest caz între Q_2 și Q_1 se intercalează un etaj repetor pe emitor) sau prin înlocuirea tranzistorului regulator Q_1 cu un montaj Darlington,

— tensiunea care alimentează amplificatorul de eroare nu este constantă (rezistorul R_B, este conectat, după cum se vede în fig. 2.15 la tensiunea nestabilizată*. Fiind co-

* Rezistorul R_B nu poate fi conectat în emitorul tranzistorului regulator Q_1, la tensiunea stabilizată, deoarece în acest caz joncțiunea lui emitor-bază nu se polarizează corect.

nectată la tensiunea nestabilizată, R_B transmite la ieşire variaţiile v_I ale tensiunii de intrare).

Schema din fig. 2.21 prezintă unele din îmbunătăţirile menţionate mai sus.

Pentru ca şi ondulaţiile tensiunii nestabilizate v_I să nu se mai transmită direct la ieşire prin rezistenţa de sarcină R_B a amplificatorului de eroare, acesta se poate alimenta de la o tensiune stabilizată. Circuitul care asigură această alimentare se numeşte prestabilizator.

În fig. 2.21 prestabilizarea tensiunii de alimentare a rezistenţei R_4 se face cu un stabilizator parametric format din rezistenţa R_5 şi dioda Z_2. Dacă rezistenţa R_5 este mare, se obţine o bună stabilizare a punctului A, dar rezultă o valoare mică pentru R_4, neconvenabil pentru funcţionarea dinamică a tranzistorului Q_3 (A_v mic). Montajul prezentat asigură 12 V la 1 A, prereglat precis cu semireglabilul P. Divizorul rezistiv de ieşire, de 400 Ω, asigură un curent permanent de presarcină (aproximativ 3% din mărimea curentului de sarcină) preîntîmpinînd unele variaţii necontrolate ale tensiunii de ieşire la curenţi mici

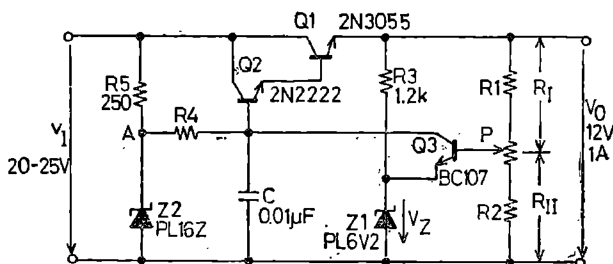


Fig. 2.21. Stabilizator cu reacţie cu preregulator cu diodă Zener Z 2.

de sarcină. Tensiunea stabilizată minimă obţinută cu acest montaj este:

$$V_{0\,min}=V_Z+V_{BE(Q3)}$$

Dacă înlocuim rezistorul R_B (fig. 2.15) printr-un generator de curent (fig. 2.22) rezistenţa de sarcină a amplificatorului de eroare creşte.

În acest caz, prestabilizatorul marcat pe schemă cu linie întreruptă, este format din rezistențele R_4, R_5, dioda Z_2 și tranzistorul Q_4.

Principiul de funcționare al acestei scheme este analog cu principiul de funcționare al schemelor anterioare.

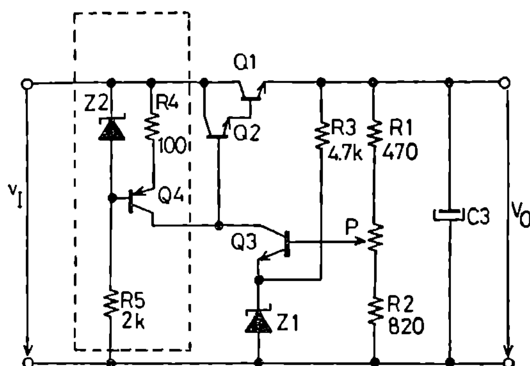


Fig. 2.22. Stabilizator cu reacție cu regenerator de curent.

Odată cu variația tensiunii la intrare, cum ar fi de pildă creșterea acesteia, în primul moment crește și tensiunea la ieșire V_0. Creșterea tensiunii V_0 conduce la creșterea tensiunii ce se aplică pe baza lui Q_3. Curentul de bază și de colector al acestui tranzistor cresc. Curentul de colector al tranzistorului Q_4 este egal cu suma dintre curentul de colector al lui Q_3 și curentul de bază al lui Q_2. Cum acest curent este constant (fiind furnizat de generatorul de curent), creșterea curentului de colector al lui Q_3 se face pe seama scăderii curentului de bază al lui Q_2 și implicit al tranzistorului regulator Q_1. Micșorarea curentului prin baza lui Q_1 conduce la creșterea tensiunii colector-emitor a acestui tranzistor ceea ce face ca în final tensiunea la ieșire să revină la valoarea inițială. Schema funcționează în mod analog în cazul modificării curentului de sarcină.

Modificarea temperaturii mediului ambiant, influențează tensiunea V_0 a stabilizatorului. Pentru reducerea

acestei influențe stabilizatoarele sînt prevăzute cu sisteme de compensare termică. În cele ce urmează prezentăm două scheme mai frecvent utilizate în practică.

În schema din fig. 2.19 ca element termocompensator pot fi folosite diode conectate în circuitul de eșantionare (v. detaliul A din fig. 2.19).

Deoarece diodele cu siliciu conectate în direct au coeficientul de temperatură negativ, la creșterea temperaturii mediului, căderea de tensiune pe aceste diode se micșorează și ca urmare crește tensiunea pe rezistența R_{II}, conducînd în final la reducerea tensiunii de ieșire. Rezultă că variația tensiunii la ieșire este de semn contrar față de variația tensiunii diodei Zener Z din emitorul tranzistorului Q_2, fenomen datorat acțiunii de compensare a diodelor D_1, D_2 (v. detaliul A din fig. 2.19). Dacă aceste două variații au valori egale, în acest caz se realizează o compensare integrală a influenței temperaturii asupra tensiunii de ieșire a stabilizatorului. O astfel de compensare de temperatură este posibilă numai în cazul în care coeficientul de temperatură al lui Z este pozitiv; în condițiile

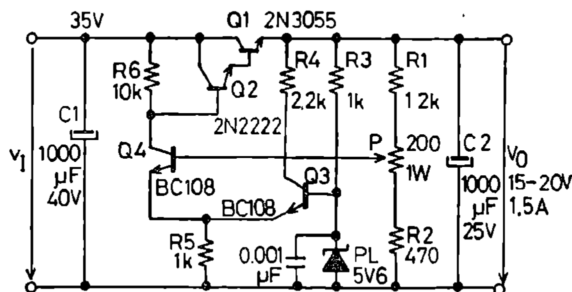


Fig. 2.23. Stabilizator cu reacție cu tranzistoare cu amplificator diferențial.

în care acest coeficient de temperatură este negativ, în acest caz pentru asigurarea compensării termice în una din ramurile divizorului se conectează o termorezistență.

O compensare termică bună se obține folosind un amplificator de eroare diferențial (fig. 2.23).

Montajul fiind simetric, efectele temperaturii asupra celor două tranzistoare Q_3, Q_4 se anulează dacă ele sînt identice (tehnologic aceste două tranzistoare se pot realiza pe acelaşi „cip" de siliciu) şi au aceeaşi temperatură. Impedanţele pe cele două intrări ale amplificatorului diferenţial fiind mari datorită reacţiei serie pe rezistenţa de 1 kΩ din emitorii celor două tranzistoare, rezultă o funcţionare stabilă a diodei Zener Z şi valori rezonabile pentru divizorul de ieşire R_1, P, R_2.

Tensiunea stabilizată pe care o oferă montajul prezentat este:

$$V_0 = V_Z \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Din această relaţie rezultă că folosind un amplificator diferenţial, coeficientul de temperatură depinde numai de sursa de referinţă. Din acest motiv ca sursă de referinţă se folosesc diode compensate (de exemplu ROZ 82 A, B).

Ieşirea către tranzistorul regulator se face din colectorul lui Q_4.

Pentru montajul prezentat tensiunea la ieşire poate fi variată în limitele 15 ... 20 V cu semireglabilul P. Riplul tensiunii la ieşire este sub 7 mV vîrf la vîrf iar tensiunea V_0 variază cu mai puţin de 2% în limitele curentului de 1,5 A.

Configuraţie paralel

Acest tip de stabilizator nu este atît de răspîndit ca cel descris anterior. Totuşi, el poate fi utilizat în cazul variaţiilor mici ale tensiunii reţelei şi a variaţiilor bruşte ale curentului prin sarcină. Principalele lui avantaje sînt: independenţa curentului de intrare faţă de variaţia curentului prin sarcină şi insensibilitatea la scurtcircuitarea ieşirii.

În fig. 2.24 prezentăm schema de principiu a acestui stabilizator, alcătuit din tranzistorul regulator Q_1, rezistenţa de balast R_1, amplificatorul de eroare Q_2, sursa de referinţă Z, circuitul de eşantionare R_I—R_{II}, condensatorul de ieşire C_0.

Tensiunea de ieşire a stabilizatorului, V_0, este egală cu diferenţa dintre tensiunea de intrare v_I şi tensiunea pe rezistenţa de balast ($V_0 = v_I - V_{R_1}$).

Odată cu variaţia tensiunii de intrare, luînd în considerare de pildă creşterea acesteia, în primul moment

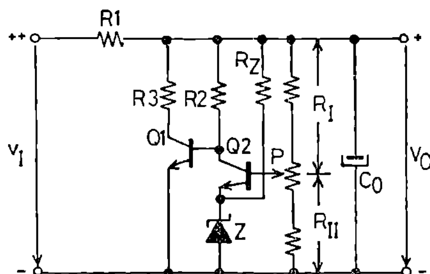


Fig. 2.24. Stabilizator cu reacţie cu element regulator paralel.

creşte şi tensiunea la ieşire. Creşterea tensiunii la ieşire conduce la mărirea tensiunii $V_{R_{II}}$ pe baza tranzistorului Q_2 şi implicit a curentului de colector al acestui tranzistor.

Creşterea curentului de colector al lui Q_2 conduce la mărirea tensiunii pe rezistenţa R_2 şi implicit la creşterea tensiunii pe baza lui Q_1 şi la mărirea curentului lui de colector. Creşterea curentului de colector al lui Q_1 conduce la creşterea lui I_{R_1} şi deci a tensiunii V_{R_I} pe rezistenţa balast. În felul acesta, tensiunea la ieşirea stabilizatorului se micşorează pînă la valoarea iniţială, bineînţeles ţinînd seama şi de gradul de precizie al schemei.

În condiţiile în care are loc o variaţie a curentului de sarcină, în primul moment se modifică tensiunea de ieşire, după care schema lucrează ca mai sus.

Ajustarea tensiunii stabilizate, ca şi în cazul stabilizatoarelor tip serie, se realizează cu potenţiometrul P, conectat în divizorul de ieşire.

În fig. 2.25 se prezintă o schemă practică de stabilizator cu reacţie, de tip paralel.

În condiţiile în care tensiunea la ieşire a fost reglată la 12 V cu ajutorul semireglabilului P, tranzistorul Q_3 compară tensiunea de pe baza sa cu tensiunea de refe-

rință Zener V_Z, astfel încît curentul pe care-l absoarbe tranzistorul Darlington Q_1—Q_2 prin rezistența de balast R_1 să furnizeze la ieșire exact tensiunea de 12 V. În cazul în care curentul prin sarcină sau tensiunea de intrare variază, bucla de reacție negativă intră în funcțiune, astfel

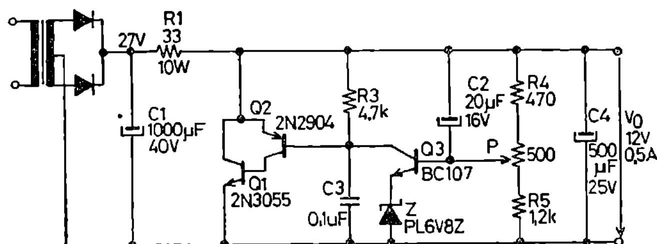


Fig. 2.25. Alimentator cu stabilizator cu reacție tip paralel.

încît menține tensiunea la ieșire la valoarea prestabilită.

Condensatorul electrolitic C_2, de 20 µF, reduce componenta alternativă a tensiunii la ieșire. Condensatorul C_3 de 0,1 µF, previne intrarea în oscilație a circuitului pe frecvențe înalte.

Și în cazul acestui tip de stabilizator se poate reduce influența temperaturii asupra tensiunii de ieșire dacă în circuitul de reacție se utilizează un amplificator diferențial, așa cum se prezintă în fig. 2.26.

Tensiunea de referință furnizată de dioda Zener se aplică pe baza tranzistorului Q_2, iar pe baza celuilalt tranzistor, Q_3, din amplificatorul diferențial, se aplică o fracțiune din tensiunea de ieșire. Aceste două tranzistoare au emitoarele conectate împreună și legate la masă prin rezistența R_3; bazele celor două tranzistoare avînd tensiunile cu V_{BE} volți peste tensiunea emitoarelor lor sînt aproximativ la același potențial, (diferența depinzînd numai de gradul lor de împerechere).

Stabilizatoarele cu reacție de tip paralel, nu sînt atît de larg utilizate ca stabilizatoarele tip serie deoarece eficiența lor este maximă la variații mici ale curentului de sarcină, iar în cazul unor sarcini variabile, în special cînd

curentul la ieşire tinde spre zero, disipaţia pe tranzistorul paralel este mai mare şi deci randamentul schemei este mic.

Aceste tipuri de stabilizatoare suscită totuşi interes practic deoarece ele sînt rezistente la scurtcircuitarea ie-

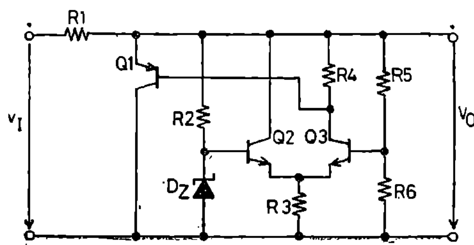


Fig. 2.26. Stabilizator tip paralel cu amplificator diferenţial în circuitul de reacţie.

şirii la masă. Dacă se prevede o rezistenţă de balast cu o putere de disipaţie suficient de mare ele sînt asigurate împotriva greşelilor de manevrare.

Utilizarea amplificatorului operaţional

În paragraful de faţă ne propunem să tratăm principalele aspecte legate de utilizarea amplificatoarelor operaţionale în stabilizatoarele de tensiune lineare cu reacţie.

În schema prezentată în fig. 2.27, amplificatorul operaţional se foloseşte ca amplificator de eroare.

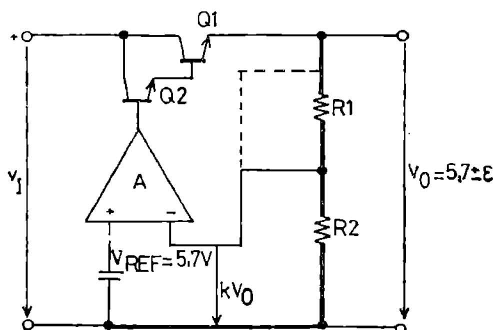


Fig. 2.27. — Stabilizator liniar cu amplificator operaţional în circuitul de reacţie.

Dacă A este cîştigul cu buclă deschisă al amplificatorului operaţional şi kV_0 este partea din tensiunea de ieşire care se compară cu tensiunea de referinţă, atunci:

$$V_0 = V_{REF} \frac{1}{1+kA}, \tag{2.19}$$

Din această relaţie rezultă două aspecte tehnice importante şi anume: cu cît cîştigul A al amplificatorului operaţional va fi mai mare şi cu cît valoarea lui k va fi mai apropiată de unitate, cu atît va fi mai precis reglajul tensiunii de ieşire.

În cazul particular în care $k=1$, tensiunea de eroare $\varepsilon = V_{REF} - V_0$ este dată de relaţia:

$$\varepsilon = V_{REF} \frac{1}{1+A} \tag{2.20}$$

Cunoscînd principalele caracteristici ale amplificatorului operaţional, redate prin cîştigul cu buclă deschisă A şi prin rezistenţa dinamică de ieşire $R_{d_{op}}$ se poate calcula rezistenţa stabilizatorului (fig. 2.27).

$$R_0 = \frac{R_{d_{op}}}{h_{21(Q_1)} \cdot h_{21(Q_2)}(1+kA)} \tag{2.21}$$

Această relaţie ne dă din nou prilejul să constatăm că prin utilizarea unui amplificator cu cîştig mare se realizează stabilizatoarele de tensiune cu rezistenţă de ieşire mică.

Presupunînd tensiunea de referinţă perfect stabilă, se poate calcula stabilizarea faţă de sarcină a schemei şi anume:

$$K_{L[\%]} = \frac{\Delta I_0 \cdot R_0}{V_0} 100 \tag{2.22}$$

Revenind la schema din fig. 2.27 şi considerînd cazurile cele mai dificile (de exemplu în condiţii de temperatură defavorabile) în care atît tranzistoarele Q_1, Q_2 cît şi amplificatorul operaţional dispun de parametri modeşti, de exemplu $A=50\,000$; $R_{d_{op}}=100\ \Omega$; $h_{21E(Q_1)}=20$; $h_{21e(Q_2)}=35$ şi presupunînd $k=1$ se pot calcula pe baza relaţiilor de mai sus:

— tensiunea de eroare:

$$\varepsilon=\frac{5\cdot 7}{1+5\cdot 10^4}=0{,}114\ \text{mV}$$

— rezistența de ieșire:

$$R_0=\frac{100}{35\cdot 20\cdot 5\cdot 10^4}=2{,}85\ \mu\Omega$$

— stabilizarea de sarcină, cînd curentul I_0 variază între 0 și 2 A:

$$K_L=\frac{2\cdot 2{,}85\cdot 10^{-6}}{5\cdot 7}100=0{,}0001\%$$

Din datele de mai sus rezultă caracteristici deosebit de bune pentru un stabilizator de tensiune realizat cu amplificator operațional. Totuși, în practică rezultatele sînt diferite de datele de calcul, fapt explicabil dacă se ține seama cel puțin numai de faptul că:

— tensiunea de decalaj de la intrarea amplificatorului în majoritatea cazurilor este mai mare decît mărimea calculată pentru ε (uzual 1...6 mV față de 0,1 mV calculat); această tensiune de decalaj deși poate fi compensată, prezintă și o derivă dependentă de temperatură;

— cablele de conexiune influențează negativ, deoarece pe ele apare o cădere de tensiune, deloc neglijabilă, care se adaugă la tensiunea de referință (în fig. 2.27 s-a trasat în linie groasă partea de circuit care prezintă această influență; de exemplu pe un conductor de 1 mm diametru, lung de 1 m, parcurs de un curent de 2 A, apare o cădere detensiune de cca. 40 mV, iar dacă tensiunea stabilizată de ieșire este de 10 V, atunci factorul de reglare va fi de 0,4%, mult mai mare decît valoarea 0,0001% calculată).

La curenți mici de sarcină, amplificatoarele operaționale pot fi utilizate ca surse de tensiune stabilizată, conform schemei din fig. 2.28. Dacă tensiunea de referință, V_{REF}, aplicată pe borna neinversoare a amplificatorului este constantă, atunci și tensiunea de ieșire, V_0, va fi constantă. În cazul cînd rezistența de sarcină variază, tensiunea de ieșire, egală cu produsul dintre amplificarea în buclă închisă a amplificatorului operațional și tensiunea de referință rămîne constantă.

Tensiunea de referință este asigurată de dioda Zener Z. Rezistența de polarizare R a diodei se alege din relația:

$$R=\frac{V_{I\,min}-V_{ZT}}{I_{ZT}}$$

unde:

$V_{I\,min}$ este tensiunea minimă a sursei de tensiune v_I,
V_{ZT} — tensiunea de stabilizare a diodei Zener, Z,
I_{ZT} — curentul prin dioda Zener.

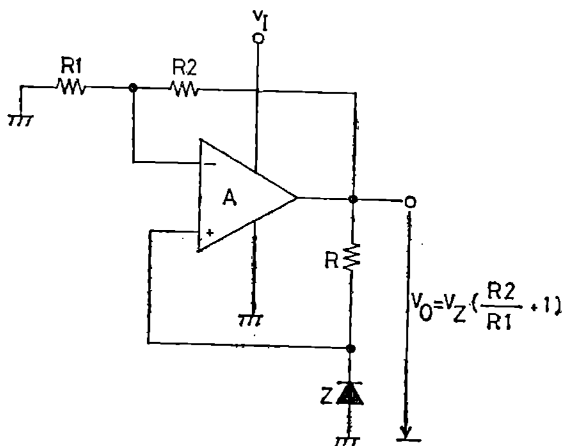


Fig. 2.28. Stabilizator cu reacţie cu amplificator operaţional pentru curenţi mici.

În practică se pot utiliza trei moduri principale de reglare a tensiunii de ieşire a unui stabilizator liniar cu reacţie (fig. 2.29).

— primul mod de reglare este ilustrat prin schema din fig. 2.29 *a*; tensiunea de referinţă este fixă şi tensiunea la ieşire se reglează prin modificarea cîştigului în bucla de reacţie $A=1+R_2/R_1$. Avantajul schemei este acela că sursa de referinţă nu debitează decît un curent neglijabil pentru polarizarea amplificatorului operaţional. Cu această schemă tensiunea de ieşire nu poate fi reglată sub valoarea tensiunii de referinţă.

— cu cel de al doilea mod de reglare (fig. 2.29, *b*), tensiunea de ieşire nu poate depăşi niciodată pe cea de referinţă. În schemă se utilizează rezistenţa R_C ca rezistenţă de compensare a influenţei temperaturii asupra curentului de polarizare al amplificatorului operaţional.

— pentru ilustrarea celui de al treilea mod de reglare, în fig. 2.29 c, se prezintă un montaj care combină avantajele precedentelor. Cu montajul acesta tensiunea de ieşire se reglează atît sub tensiunea de referinţă cît şi peste aceasta.

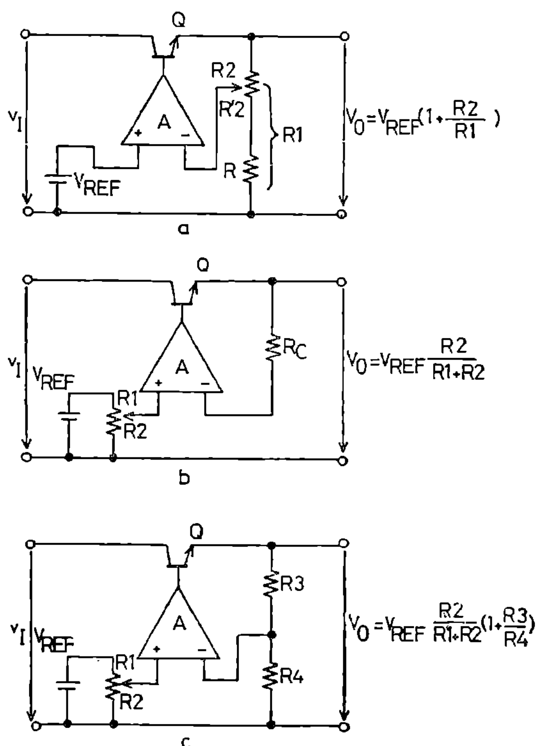


Fig. 2.29. Scheme de principiu pentru reglarea tensiunii la ieşirea stabilizatorului cu amplficator operaţional.

În practică, se impune ca o necesitate programarea numerică a tensiunii stabilizatorului. O astfel de posibilitate este prezentată în fig. 2.30.

În prima schemă (fig. 2.30 *a*) rezistența R_2 se comută prin intermediul unor întrerupătoare care pot fi contactele unor relee, sau tranzistoare (bipolare sau unipolare). În cea de a doua schemă (fig. 2.30 *b*), cîștigul în bucla de reacție rămîne constant și se modifică tensiunea de refe-

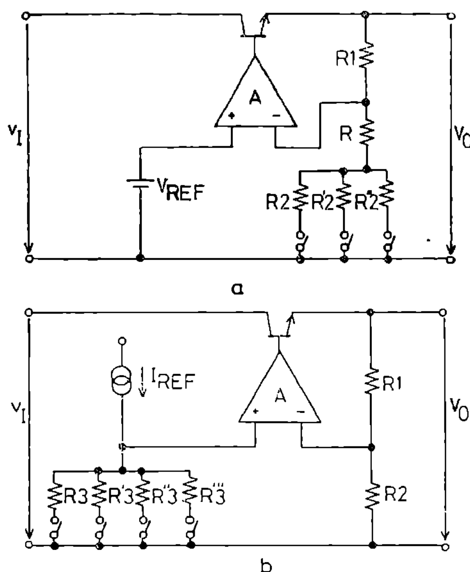


Fig. 2.30. Scheme de programare numerică a tensiunii de ieșire.

rință. Această tensiune este furnizată prin intermediul curentului constant I_{REF}, care traversează rezistențele R_3, comutabile. Această referință variabilă poate fi comutată cu un convertor digital-analog (fig. 2.31).

În continuare vom prezenta cîteva scheme de stabilizatoare de tensiune lineare realizate cu amplificatoare operaționale.

Fig. 2.32 prezintă schema unui stabilizator de 12 V, 100 mA, realizat cu circuitul βA 741, care nu necesită decît cîteva componente adăugate din exterior. Curentul de ieșire al circuitului βA 741 alimentează baza tranzisto-

rului serie Q. Intrarea sa neinversoare este menținută la un potențial constant de 6,2 V prin dioda Zener PL6V2Z. Intrarea inversoare primește semnalul de eroare, proporțional cu tensiunea de ieșire (aproximativ jumătate din mărimea acestuia, $k=0{,}5$) prin intermediul divizorului re-

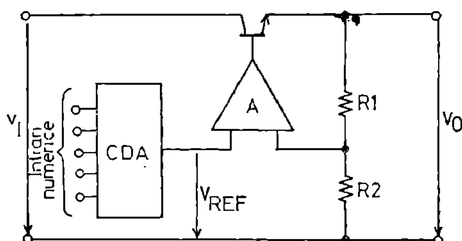


Fig. 2.31. Furnizarea tensiunii de referință prin intermediul unui convertor digital-analogic (CDA).

zistiv R_1—P—R_2. Tensiunea la ieșire poate fi reglată fin prin intermediul potențiometrului P.

În fig. 2.33, se prezintă schema unui stabilizator de tensiune liniar, cu reacție, de 20 V la 1 A, realizat cu amplificatorul operațional quadruplu βA 324.

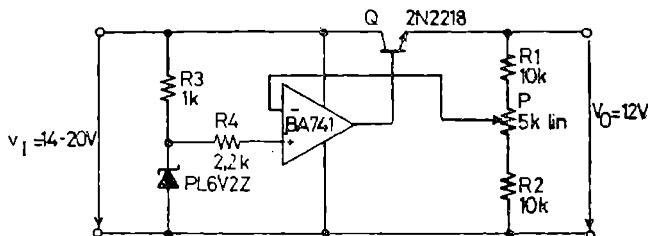


Fig. 2.32. Stabilizator simplu cu reacție realizat cu amplificatorul operațional βA741.

Primul din cele patru operaționale ale circuitului integrat ($A1$), împreună cu dioda Zener $Z1$ montată în bucla lui de reacție, furnizează tensiunea de referință, tensiune ce poate fi reglată prin intermediul potențiometrelor R_3 (reglaj fin) și R_4 (reglaj brut). De la acesta se poate aplica o tensiune variabilă intrării neinversoare a celui de al doilea operațional ($A2$), care are rolul de amplifi-

cator de eroare şi comandă elementul regulator serie (darlingtonul Q_1, Q_2). Cel de al treilea operaţional (*A*3) asigură protecţia stabilizatorului la suprasarcini şi furnizează un semnal operaţionalului *A*4 care comandă dioda electroluminiscentă LED pentru a indica depăşirea curentului nominal de ieşire.

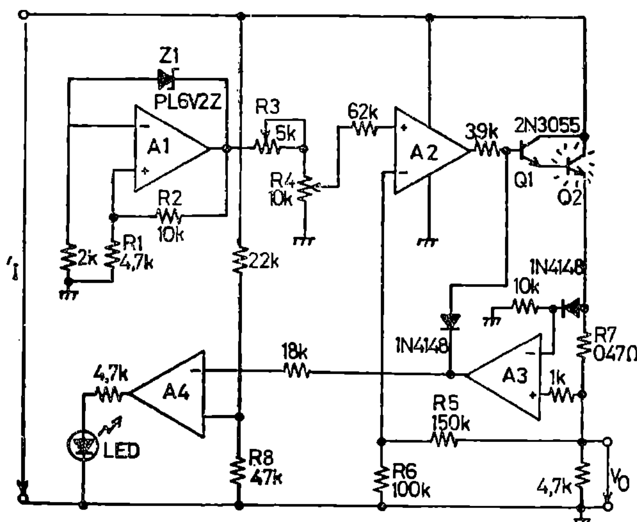


Fig. 2.33. Stabilizator liniar cu reacţie realizat cu amplificatorul operaţional βA 324.

2.2. Stabilizatoare de tensiune în comutaţie*

Stabilizatoarele de tensiune de tip liniar prezintă avantajul asigurării unei stabilizări excelente dublată de posibilităţi remarcabile de filtrare a tensiunii ondulatorii reziduale de intrare.

Aceste avantaje sînt diminuate, prin însăşi concepţia acestor stabilizatoare, de un randament mediocru. În-

* Switching regulators (engl.), impulsnîie stabilizatorî (rusă), regulateurs à decoupage (franceză).

tr-adevăr, în stabilizatoarele de tensiune liniare, elementul regulator disipă o putere egală cu produsul $(v_I - V_0) \cdot I_0$. Aceasta constituie o limitare severă a sferei lor de utilizare atît în cazul unor diferențe mari între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire cît și la furnizarea unor curenți importanți în sarcină.

Așa este cazul cu sursele de tensiune pentru aparatura de bord destinată vehiculelor, prevăzută a furniza 24 V sau 28 V, în timp ce pentru alimentarea unor circuite integrate TTL se utilizează tensiuni de 5 V la un consum de ordinul amperilor. Rezultă o pierdere importantă de putere, fenomen net dezavantajos chiar și pentru alimentatoarele destinate aparaturii staționare.

În consecință, este important să se prevadă un mod de reglare adecvat, care să permită obținerea de tensiuni stabilizate cu un randament ridicat. Într-adevăr, în exemplul menționat, dacă un grup de circuite consumă, să zicem, 6 A la 5 V (deci 30 W), în acest caz sursa de 28 V ar debita o putere de 168 W; rezultă deci 138 W putere disipată în elementul regulator și randamentul ansamblului ar fi de numai 18%.

Acest randament foarte scăzut este neconvenabil din două considerente: 1) trebuie să se prevadă un element regulator de putere mare, bine răcit, pentru a disipa cei 138 W din exemplul menționat și 2) de la sursa de alimentare se va consuma o putere de 168 W, în timp ce în sarcină nu se folosesc efectiv decît 30 W.

Utilizarea stabilizatoarelor în regim de comutație contribuie atît la creșterea puterii disponibile în sarcină, cît și la creșterea eficienței de alimentare; se obțin randamente de peste 90% chiar și în cazul în care tensiunea stabilizată de la ieșire este de numai o fracțiune din tensiunea de intrare.

În afară de eficiența ridicată a transferului de putere, acest tip de stabilizator prezintă și alte avantaje. Datorită funcționării elementului regulator în regim de comutație, el poate asigura diferențe de tensiune intrare-ieșire mai mari comparativ cu stabilizatoarele de tensiune liniare. Diminuarea pierderilor de putere elimină radiatoarele supradimensionate, reducînd gabaritul surselor de

alimentare. Față de nivelul tensiunii de intrare, stabilizatoarele în regim de comutație pot furniza la ieșire nivele de tensiune mai mari, mai mici sau de polaritate inversă.

Totuși, trebuie remarcat că sub aspectul unor performanțe electrice, stabilizatoarele în comutație prezintă cîteva dezavantaje. Răspunsul la variații rapide ale curentului de ieșire este mai lent. Tensiunea de ieșire conține o componentă de ondulație cu amplitudinea de ordinul a cîțiva zeci de mV vîrf la vîrf și frecvența de zeci de kHz. Complexitatea ridicată a schemelor electrice și necesitatea ecranării radiației de radiofrecvență emisă în timpul funcționării, necesită un efort mai mare de construcție.

Optimizarea performanțelor de stabilizare și a celor de eficiență a transferului de putere se asigură prin conectarea în cascadă a unui stabilizator de comutație urmat de unul linear. Costul unui astfel de sistem de alimentare este suficient de ridicat încît să limiteze utilizarea lui numai la cazuri de strictă necesitate.

2.2.1. **Principiul de funcționare**

Un stabilizator de tensiune în comutație este alcătuit dintr-un element comutator, un circuit de acumulare și un circuit de comandă și control (fig. 2.34).

Tensiunea continuă nestabilizată, v_I, furnizată de sursa primară de alimentare este aplicată la intrare; ea se eșantionează într-o succesiune de impulsuri de frecvență ultrasonică și se aplică circuitului acumulator*, format din condensatorul C_0 și din inductanța L. Nivelul tensiunii de ieșire se sesizează prin circuitul de control, care furnizează semnalul de corecție necesar circuitului de comandă; acesta modifică una din caracteristicile formei de undă livrate de comutator (durată impuls, frecvență, am-

* Circuitul acumulator are rolul de a înmagazina energie în timpul în care elementul comutator conduce și de a restitui energie consumatorului cînd elementul comutator este blocat.

plitudine) şi compensează astfel variaţiile tensiunii de ieşire.

S este elementul comutator (de regulă un tranzistor, în unele cazuri un tiristor), comandat sub acţiunea semnalului furnizat de circuitul de comandă. Acest comuta-

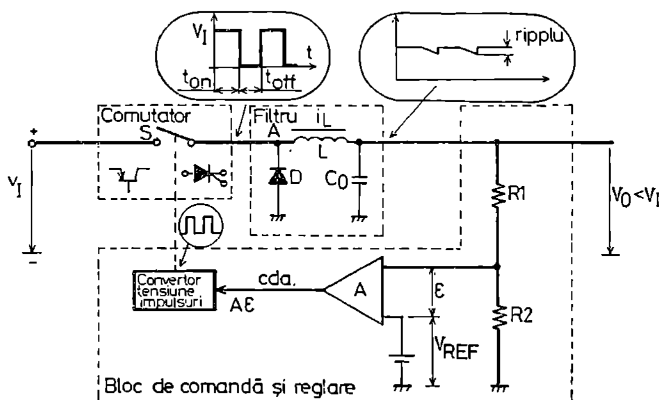


Fig. 2.34. Schemă de principiu pentru explicarea funcţionării stabilizatorului de tensiune în comutaţie.

tor se închide periodic permiţînd aplicarea la intrarea filtrului LC_0 a unor impulsuri de tensiune a căror amplitudine este egală cu tensiunea de intrare v_I şi a căror durată, t_{on} depinde de timpul în care comutatorul este închis. Intervalul în cadrul căruia comutatorul S este deschis este egal cu pauza dintre două impulsuri vecine (t_{off}). În principiu, un ciclu de funcţionare se derulează în două secvenţe. Comutatorul permite în prima secvenţă încărcarea elementului acumulator cu energie absorbită de la intrare. În a doua secvenţă se transferă energie din circuitul acumulator pe sarcină. Condensatorul C_0 joacă rolul de rezervor principal de curent, el asigurînd debitarea de curent în sarcină şi în intervalul de timp cînd aceasta este izolată de intrare prin comutatorul deschis.

Perioada de succesiune a impulsurilor este:

$$T = t_{on} + t_{off} \tag{2.23}$$

Pentru un filtru LC ideal, pe care nu există cădere de tensiune continuă, valoarea medie a curentului la ieşirea stabilizatorului este:

$$V_0 = v_I \cdot \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = v_I \frac{t_{on}}{T} \tag{2.24}$$

Din relaţia de mai sus rezultă că, pentru v_I şi T constante mărimea tensiunii la ieşirea stabilizatorului V_0 este proporţională cu durata impulsului t_{on}; raportul dintre durata impulsului, t_{on} şi perioada lui, se numeşte factor de umplere:

$$\gamma = t_{on}/T \tag{2.25}$$

Pentru T=constant, tensiunea la ieşirea stabilizatorului este:

$$V_0 = \gamma v_I \tag{2.26}$$

unde $\gamma < 1$, ceea ce arată că, în cazul schemei menţionate, tensiunea la ieşirea stabilizatorului va fi totdeauna mai mică decît tensiunea la intrarea lui; aceste stabilizatoare se numesc stabilizatoare de tip coborîtor*.

În fig. 2.35 se prezintă schema de principiu a circuitului acumulator. Comutatorul S se realizează de obicei cu un tranzistor de comutaţie, astfel că $V_S = V_{CE}$ şi $i_I = i_C$,

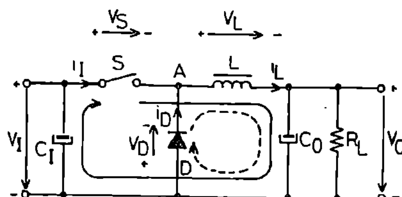


Fig. 2.35. Circuit acumulator tip coborîtor de tensiune.

V_S şi i_I fiind căderea de tensiune pe comutator, respectiv curentul absorbit de la intrare.

Pe durata t_{on} comutatorul S este închis (tranzistorul conduce), dioda D fiind polarizată invers, curentul absor-

* Step-down voltage regulator (engl.).

bit de la intrare alimentează condensatorul C_0 şi sarcina. Totodată se stochează energie în bobina L. Curgerea curentului prin circuit, în această secvenţă se indică în figură cu linie continuă.

Pe durata t_{off}, comutatorul S este deschis (tranzistorul se blochează), tensiunea pe bobină se inversează, dioda D se polarizează în direct şi energia stocată în bobină se transferă în condensatorul C_0 şi sarcină. Curgerea curentului prin circuit pe durata t_{off} se indică în figură cu linie întreruptă.

Dacă se examinează regimul de lucru care se stabileşte după un număr mare de „închideri/deschideri" ale întrerupătorului S, atunci tensiunea V_L ce apare pe bobina L este egală cu diferenţa dintre tensiunea v_I şi tensiunea pe condensator, $V_L = v_I - V_0$. În acest timp dioda D este blocată, fiind polarizată în invers. Dacă mărimea instantanee a curentului i_L este mai mică decît curentul prin sarcină, condensatorul C_0 va furniza un curent suplimentar şi V_0 scade uşor. Cînd i_L depăşeşte curentul solicitat la ieşire, diferenţa de curent încarcă capacitorul, mărind V_0. Curentul i_L va creşte pînă cînd comutatorul S se deschide. În acest moment, deoarece curentul prin bobina L nu poate să se modifice instantaneu, potenţialul punctului A coboară la $-V_D$, astfel ca dioda D intră în conducţie, menţinînd în continuare curentul prin inductanţă; dioda D permite trecerea curentului prin sarcină pe durata în care întrerupătorul S este deschis. Deoarece la blocare prin comutatorul S nu mai trece curent energia acumulată în inductanţă va avea tendinţa de a se elibera sub forma unei supratensiuni de sens invers, este nevoie ca acestei energii să i se permită să se elibereze prin intermediul unei diode montată în sens invers la intrarea filtrului. Din acest motiv această diodă se numeşte diodă de recuperare* cu rolul de a recupera energia acumulată în bobină. Curentul prin bobină scade continuu spre zero pînă cînd întrerupătorul S se închide din nou şi ciclul se reia. Circuitele electronice care completează schema stabilizatorului în comutaţie controlează timpii

---

* Free wheeling diode, în engleză.

t_{on} şi t_{off} ai întrerupătorului S astfel încît curentul mediu prin inductanţă să fie egal cu curentul prin sarcină, curentul prin C_0 să fie nul şi V_0 să rămînă constant.

Curentul prin bobină, i_L, variază între două limite I_{LM} şi I_{Lm} (fig. 2.36). Curentul furnizat la ieşire I_0 rezultă din forma de undă a curentului prin bobină şi este egal cu $(I_{LM}+I_{Lm})/2$.

După valorile pe care le ia în timpul funcţionării curentul i_L, se disting două moduri de lucru:

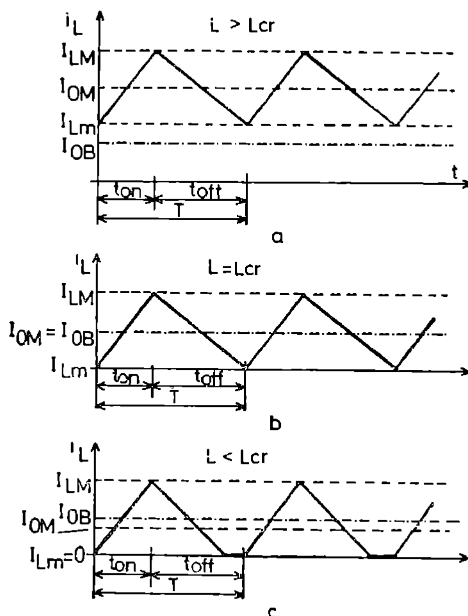


Fig. 2.36. Forme de undă ale tensiunii şi curentului prin circuit.

— modul de lucru cu funcţionare neîntreruptă (permanentă), cînd curentul i_L nu atinge niciodată valoarea zero,

— modul de lucru cu funcţionare intermitentă, cînd curentul i_L scade la zero într-un timp mai scurt sau egal cu t_{off}.

Modul de lucru cu funcționare permanentă este avantajos deoarece minimizează efectul variației curentului prin sarcină asupra tensiunii de ieșire. Acest regim de lucru se obține în momentul în care mărimea inductanței se alege mai mare decît valoarea critică (L_{cr}) pentru care $I_{Lm}=0$ în momentul anterior închiderii întrerupătorului S. În fig. 2.36 se prezintă formele de undă ale curentului prin circuitul din fig. 2.35.

Regimul de lucru intermitent este neindicat deoarece înrăutățește atenuarea pulsațiilor (filtrarea) la ieșirea stabilizatorului.

Schema funcțională a circuitului de putere al stabilizatorului în comutație de tip coborîtor, conține patru elemente de bază: comutatorul S, inductanța L, condensatorul C_0 și dioda D. Cu aceleași componente se poate sintetiza un circuit de putere pentru un stabilizator de tensiune în comutație, în care mărimea tensiunii la ieșire V_0 să fie mai mare decît tensiunea de intrare V_I; acest circuit, de tip stabilizator ridicător de tensiune*, se dă în fig. 2.37.

În acest caz la închiderea întrerupătorului S, tensiunea de intrare v_I se aplică pe inductanța L, prin care în-

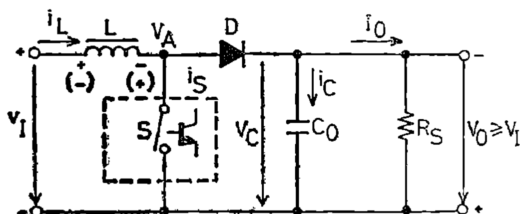


Fig. 2.37. Schema de principiu a circuitului de putere al unui stabilizator în comutație ridicător de tensiune.

cepe să treacă un curent i_L, crescător liniar, deoarece constanta de timp a circuitului $\tau=L/R_L$ este mult mai mare decît timpul în care întrerupătorul S se menține închis. În acest interval de timp dioda D nu conduce, deoarece

* Step-up switching regulator (engl.).

la bornele ei se aplică tensiunea (inversă) V_C, a condensatorului C_0, încărcat ca rezultat al unui număr mare de comutări anterioare ale întrerupătorului S. Tensiunea pe rezistența de sarcină R_S în intervalul t_{on} este egală cu tensiunea pe condensatorul C_0; tensiunea electromotoare care apare pe bobina L în acest interval de timp este egală cu tensiunea de intrare și are polaritatea inversă acesteia (polaritate indicată pe schemă fără paranteze).

La deschiderea întrerupătorului S, curentul din bobina L nu poate să-și schimbe sensul instantaneu, în timp ce tensiunea la bornele bobinei își schimbă sensul (în sensul marcat pe figură în paranteze); această tensiune (de autoinducție) se înseriază cu tensiunea de intrare. Din acest moment dioda D va conduce, (deoarece la bornele ei se aplică suma dintre tensiunea de intrare v_I și tensiunea obținută pe sarcină este mai mare decît tensiunea V_L) și va alimenta condensatorul C_0. Ca atare tensiunea obținută pe sarcină este mai mare decît tensiunea de intrare, cu o mărime egală cu tensiunea de autoinducție V_L pe bobina L.

Bobina L în acest tip de stabilizator nu contribuie la reducerea tensiunii de ondulație la ieșire (filtrare) ci este componenta în care se înmagazinează energie magnetică pe durata t_{on}, de deschidere a întrerupătorului S. Această energie, pe durata t_{off} se însumează cu energia sursei de alimentare și se transmite sarcinii. Din acest motiv prezența condensatorului C_0 în schema stabilizatorului este necesară din punct de vedere principial, deoarece el este singura componentă din schemă care asigură menținerea tensiunii constante pe sarcină în intervalul t_{on}. Mărimea tensiunii la ieșirea stabilizatorului este legată de tensiunea de intrare, v_I prin relația:

$$V_0 = v_I \frac{1}{1-\gamma} \qquad (2.27)$$

Din această relație rezultă că tensiunea la ieșirea stabilizatorului radicător este totdeauna mai mare decît tensiunea la intrarea lui; această mărime este cu atît mai mare față de tensiunea de intrare, cu cît este mai mare valoarea coeficientului de umplere γ.

Cu ajutorul acelorași componente, L, C, D, S, se poate realiza un circuit de putere pentru un stabilizator de tensiune în comutație, a cărui tensiune la ieșire V_0, să aibă polaritatea inversă față de polaritatea tensiunii de intrare. Acesta se numește stabilizator de tensiune inversor* și are schema de principiu dată în fig. 2.38.

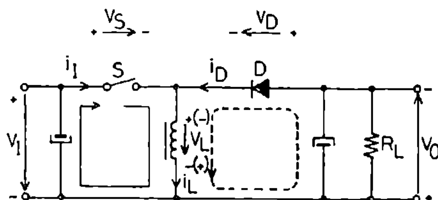


Fig. 2.38. Schema de principiu a circuitului de putere al unui stabilizator de comutație de tip inversor de tensiune.

Pentru explicarea funcționării se consideră circuitul după suficient de multe cicluri de comutare ale întrerupătorului S, astfel încît schema funcționează în regim staționar. La închiderea întrerupătorului S, pe bobina L se aplică tensiunea v_I, prin care trece curentul i_L, liniar crescător. Polaritatea tensiunii pe bobină este menționată pe figură fără paranteze. În acest timp dioda D este blocată, deoarece pe ea se aplică o tensiune inversă egală cu v_I. Pe durata t_{on}, cînd tranzistorul conduce (comutatorul S închis) energia se stochează în bobină. Curgerea curentului în circuit s-a indicat cu linie continuă.

Pe durata t_{off}, cînd tranzistorul se blochează (comutatorul S deschis) tensiunea pe bobină se inversează (semnul marcat pe figură cu paranteze), dioda D se polarizează direct și energia stocată în bobină se transferă, pe capacitorul C_0 și pe sarcină. Curgerea curentului prin circuit, în această secvență s-a indicat cu linie întreruptă.

Mărimea tensiunii la ieșirea stabilizatorului, față de tensiunea la intrarea sa este dată de relația:

$$V_0 = v_I \frac{\gamma}{1-\gamma} \tag{2.28}$$

Din relația de mai sus rezultă că tensiunea la ieșirea stabilizatorului în comutație de tip inversor, poate fi, în

* Inverter switching regulator (engl.).

valoare absolută, mai mare sau mai mică, față de tensiunea de intrare (funcție de mărimea factorului de umplere γ) și are polaritatea inversă față de aceasta.

2.2.2. Elementul regulator

În practică se folosesc două categorii de stabilizatoare în comutație: 1) cu element regulator (comutatorul S), tranzistor, utilizate pentru puteri mici şi medii şi 2) cu element regulator-tiristor, utilizate pentru puteri importante.

Comparativ cu stabilizatoarele în regim liniar, stabilizatoarele de tensiune în comutație se caracterizează prin aceea că elementul lor regulator funcționează în regim de impulsuri, la o frecvență relativ ridicată (de la 10 kHz la peste 100 kHz).

Funcționarea tranzistorului bipolar în regim de comutație este ilustrată în fig. 2.39. Se presupune că pe baza tranzistorului Q, conectat în circuitul sursei de alimentare în serie cu rezistența de sarcină, R_S, se aplică impulsuri de curent de comandă, de formă dreptunghiulară (fig. 2.39, *b*), cu amplitudinea I_B. În intervalul t_1—t_2, cînd curentul de bază este nul, punctul de funcționare al tranzistorului este situat pe caracteristica V_{CE}—I_C în 1 (fig. 2.39 c); în acest interval de timp, tranzistorul este blocat, curentul prin el este extrem de mic şi aproape întreaga tensiune de la intrare, v_I, se aplică joncțiunii colector-emitor.

În intervalul t_2—t_3, pe baza tranzistorului se aplică un impuls de curent cu amplitudinea $I_B \geqslant I_{B4}$; în acest interval punctul de funcționare ocupă poziția *2* pe caracteristica de ieşire şi tranzistorul se aduce în starea saturată; această stare se caracterizează prin aceea că, curentul de colector al tranzistorului se limitează de rezistența de sarcină, și, deoarece căderea de tensiune pe tranzistor este (foarte) mică, aproape întreaga tensiune de intrare se aplică pe această rezistență.

În regimul de blocare şi în cel de saturație, pe tranzistor se disipă o putere neînsemnată, deoarece într-un caz curentul de colector este extrem de mic, iar în celă-

lalt caz, căderea de tensiune pe tranzistor este foarte mică.

Pe durata comutării tranzistorului, punctul de funcționare trece din regiunea de blocare, în regiunea de saturație și invers, parcurgînd regiunea activă. La funcționa-

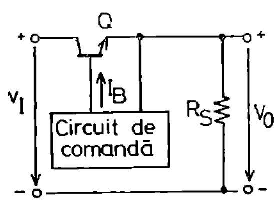
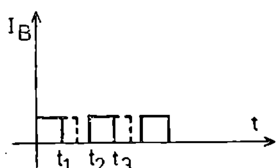
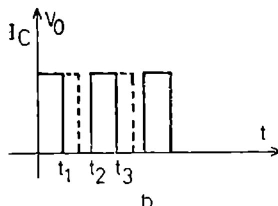
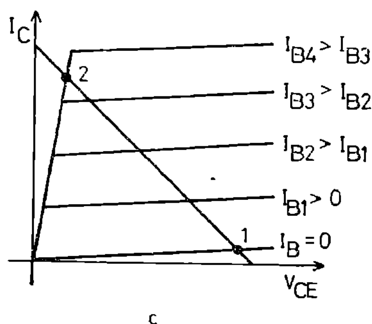


Fig. 2.39. Funcționarea tranzistorului bipolar în comutație:
a — schemă de principiu,
b — dependența $i_B(t)$; $V_0(t)$,
c — caracteristica de ieșire.







rea tranzistorului în regim de comutare, cînd punctul de funcționare se găsește în regiunea activă a caracteristicii, pe tranzistor de asemenea se disipă o putere care depinde de timpul de comutare și de amplitudinea impulsurilor de comandă. Puterea disipată pe tranzistor în regim de comutație, este de cîteva ori mai mică decît la funcționarea sa în regim continuu pe sarcină, la un același consum de putere.

Tensiunea de ieșire V_0 în schema din fig. 2.39 *a*, va avea forma de tren de impulsuri dreptunghiulare cu amplitudinea aproximativ egală cu tensiunea de intrare.

Odată cu modificarea lărgimii impulsurilor de comandă, se modifică şi durata impulsurilor la ieşire (aşa cum se arată cu linie întreruptă în fig. 2.39 *b*) ceea ce conduce la modificarea valorii medii a tensiunii în sarcină.

Tiristoarele de asemenea pot fi utilizate ca elemente regulatoare în stabilizatoarele de tensiune de comutaţie de puteri mari; ele prezintă însă un inconvenient faţă de tranzistoare deoarece odată aduse în conducţie este dificil să li se întrerupă curentul*. Pentru înlăturarea acestui inconvenient s-au imaginat o serie de circuite. Cel mai frecvent utilizat în aceste aplicaţii este circuitul Morgan, reprezentat în fig. 2.40.

În această schemă tiristorul este şuntat de un circuit oscilant LC, care conţine bobina n_1 şi condensatorul *C*. Bobinajul n_1+n_2 se realizează pe un miez magnetic toroidal, care constituie un autotransformator saturat.

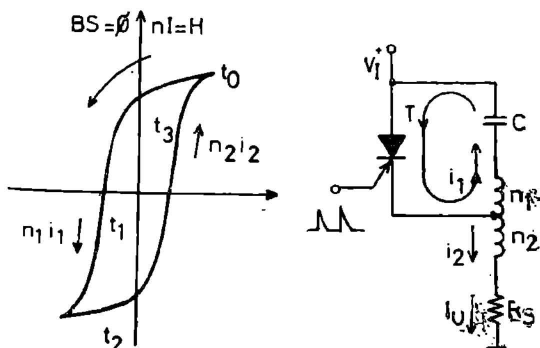


Fig. 2.40. Schema de principiu a circuitului Morgan.

Pentru explicarea funcţionării montajului, se presupune momentul în care tiristorul este blocat la sfîrşitul unui ciclu. Condensatorul *C* este încărcat la o tensiune practic egală cu tensiunea de alimentare V_I şi circuitul

* Excepţie fac tiristoarele care se blochează pe poartă, de tipul GTO (gate turn-off, engl.).

magnetic al torului este saturat pozitiv (punctul t_0 pe caracteristica sa de histerezis). Dacă acum pe poarta tiristorului se aplică un impuls de comandă, acesta devenind conductor, condensatorul se descarcă prin bobina n_1 a torului, avînd ca efect desaturarea circuitului magnetic. Dacă bobinajele n_1, n_2 se realizează de aşa manieră încît amper-spirele (n_1i_1) în n_1, prin care se descarcă C_1 să fie preponderente faţă de numărul de amperspire indus prin curentul de încărcare prin bobinajul n_2 (deci n_2i_2), descărcarea condensatorului va produce desaturarea în sens contrar, negativ, a circuitului magnetic. În acest moment (t_2) impedanţa prezentată de tor este foarte mică, iar curentul de descărcare al lui C va scădea în continuare, astfel încît produsul amperspire în n_2 devine preponderent. Noua desaturare a circuitului magnetic şi curentul i_2 ce traversează n_2 care joacă rol de primar al autotransformatorului, va genera o tensiune negativă la bornele lui n_1, tensiune care, aplicată prin intermediul condensatorului C la bornele tiristorului, îl va bloca. Aceasta provoacă întreruperea lui i_2, şi condensatorul se va reîncărca pozitiv prin rezistenţa de sarcină R_S, ceea ce va avea ca efect aducerea circuitului magnetic al torului în starea de saturare pozitivă, unde a fost găsit cînd am început explicarea funcţionării schemei. Acum, la un nou impuls de comandă aplicat pe poarta tiristorului, ciclul se reia. Frecvenţa la care funcţionează un circuit în comutaţie de tip Morgan este de 1÷5 kHz.

2.2.3. Clasificare

După modul de conectare a elementului regulator, stabilizatoarele în comutaţie se împart în stabilizatoare de tip serie (fig. 2.35, 2.38) şi în stabilizatoare de tip paralel (fig. 2.37).

După relaţia în care se află nivelul tensiunii de ieşire cu cel de intrare, stabilizatoarele în comutaţie se împart în:

— stabilizatoare coborîtoare de tensiune;
— stabilizatoare ridicătoare de tensiune;
— stabilizatoare inversoare de tensiune.

În funcție de modul de reglare a tensiunii de ieșire, stabilizatoarele în comutație se clasifică în:

— stabilizatoare cu modulare în durată a impulsurilor*;

— stabilizatoare cu modulare în frecvență a impulsurilor;

— stabilizatoare autooscilante.

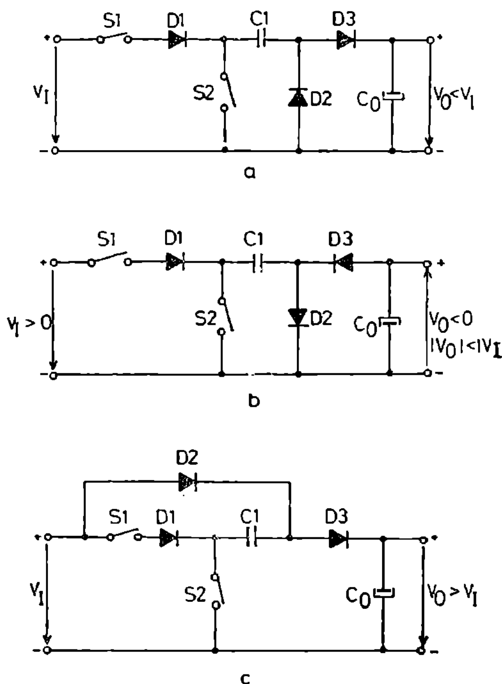


Fig. 2.41. Convertoare cc-cc cu filtru RC.

După modul de realizare a circuitului de filtrare, se disting stabilizatoare cu filtru RC și stabilizatoare cu filtru LC.

În cazul stabilizatoarelor cu filtru RC se utilizează două elemente de comutație așa cum am prezentat în fig. 2.41.

* Pulse width Modulation (engl.).

Schema din fig. 2.41 *a*, deşi similară cu schema unui dublor de tensiune, nu furnizează la ieşire o tensiune dublă faţă de tensiunea de intrare. Cînd comutatorul S_1 se închide, cele două condensatoare se încarcă în serie, la bornele fiecăruia dintre ele revenind jumătate din tensiunea de la intrare. Cînd S_1 se deschide şi S_2 se închide, cele două condensatoare se descarcă (pe sarcină) în paralel. Tensiunea la ieşire este deci inferioară tensiunii la intrare; este deci un stabilizator de tip coborîtor.

Schema din fig. 2.41 *b*, se obţine din precedenta prin inversarea sensurilor diodelor; ea funcţionează în acelaşi mod, cu precedenta, însă tensiunea obţinută la ieşire este de polaritate inversă faţă de tensiunea de la intrare.

În schema din fig. 2.41 c, tensiunea de intrare se adaugă prin intermediul diodei D_2, la semitensiunea la care erau încărcate condensatoarele C_1 şi C_0 după deschiderea întrerupătorului S_1. În acest caz tensiunea la ieşire este mai mare decît tensiunea de intrare (stabilizator ridicător de tensiune).

În toate cele trei montaje, dioda D_1, montată în serie cu comutatorul S_1 (de regulă un tranzistor de comutaţie) este necesară pentru a evita ca pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului serie să se aplice tensiuni inverse periculoase.

Stabilizatoarele de tensiune cu filtru RC au utilizări limitate datorită nivelului ridicat al tensiunii de ondulaţie de ieşire şi unui randament energetic coborît; practic randamentul acestor stabilizatoare este acelaşi cu randamentul stabilizatoarelor în regim liniar. Principalele lui calităţi sînt: 1) elementul regulator funcţionînd în comutaţie disipă o putere mică, fapt care face ca să utilizeze radiatoare de dimensiuni mici chiar şi pentru curenţi mari la ieşire şi 2) prin folosirea condensatoarelor se evită inductanţele dificil de calculat şi realizat.

2.2.4. **Relaţii de calcul**

Se consideră schema de principiu din fig. 2.35. Comutatorul S pe care-l considerăm perfect pentru simplificarea calculelor, se închide şi se deschide, în funcţie de co-

manda dată de blocul de comandă şi reglare, în raportul t_{on}/t_{off}.

Se presupun toate componentele montajului ideale, deci inductanța L prezintă o rezistență neglijabilă iar condensatorul C şi dioda D au rezistențe de scurgere infinite.

Cînd comutatorul S se închide, pe inductanța L se aplică o tensiune egală cu $v_I - V_0$.

Deoarece capacitatea condensatorului este de valoare mare, într-o primă aproximație se poate considera că tensiunea V_0 este constantă. Curentul care se stabileşte în bobina L creşte liniar conform relației:

$$i_L = \frac{V_I - V_0}{L} t \tag{2.29}$$

Indată ce acest curent depăşeşte valoarea curentului I_0 furnizat de stabilizator în sarcină, condensatorul C_0 începe să se încarce şi tensiunea V_0 la bornele lui are tendința să crească; acest fenomen are ca efect comanda de deschidere a comutatorului S prin bucla de reacție.

În momentul în care comutatorul S se deschide curentul prin L are valoarea maximă i_{Max} şi inductanța a acumulat energia

$$W = \frac{1}{2} L i_{Max}^2 \tag{2.30}$$

Este necesar ca această energie înmagazinată în inductanța L să se recupereze; în absența diodei D în punctul A va apărea o supratensiune. Existența diodei D face ca prin bobina L curentul să treacă în continuare şi potențialul punctului A, care era egal cu V_I cînd comutatorul S era închis, scade rapid. Imediat ce acest potențial scade sub zero, dioda D intră în conducție, tensiunea la bornele lui L este egală cu V_0 şi curentul prin bobină scade după relația:

$$i_L = i_{Max} - \frac{V_0}{L} t \tag{2.31}$$

Cînd mărimea curentului i_L scade sub intensitatea curentului prin sarcina I_0, condensatorul C_0 va furniza diferența necesară; prin aceasta rezultă o reducere uşoară

a tensiunii la bornele lui, ceea ce face ca să se şi transmită prin bucla de reacţie „ordinul" de închidere a comutatorului *S*, ciclul reluîndu-se.

Amplitudinea tensiunii de ieşire este determinată de raportul timpilor de conducţie şi blocare. În funcţie de mărimea curentului de ieşire I_0, pot fi luate în consideraţie următoarele două cazuri:

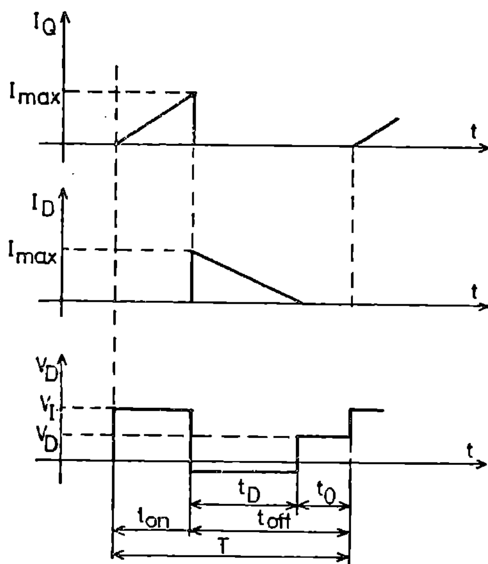


Fig. 2.42. Forme de undă pentru cazul în care *L* se descarcă complet între două comutaţii suscesive ale tranzistorului de comutaţie:

t_{on} — durată de conducţie a tranzistorului,
t_{off} — durata de blocare a tranzistorului.

1) *Inductanţa este complet descărcată între două perioade de închidere a comutatorului S*. Această situaţie se întîlneşte în cazul în care curentul I_0 este mic. Formele de undă ale tensiunilor şi curenţilor în acest caz sînt date în fig. 2.42, unde:

I_Q — reprezintă curentul de colector prin tranzistorul de comutație (considerăm de aici înainte în locul comutatorului S, un tranzistor de comutație),

I_D — curentul prin dioda D,

Din figură 2.35 rezultă că:

$$V_{A\,med}=V_{C_0}=V_0 \tag{2.32}$$

Tensiunea V_A în punctul A evoluează astfel:

— cînd tranzistorul conduce, $V_A=V_I$,

— în perioada în care inductanța L se descarcă, dioda D fiind conductoare, tensiunea V_A este egală cu tensiunea la bornele diodei, $V_A=-V_D$,

— cînd inductanța este descărcată, dar tranzistorul este încă blocat, bobina L nefiind parcursă de curent, $V_A=V_0$.

Variația curentului de colector al tranzistorului, în perioada cînd acesta conduce, este de forma:

$$\frac{\Delta i}{\Delta t}=\frac{V_I-V_0}{L} \tag{2.33}$$

La fel, neglijînd V_D, care față de V_0 este foarte mic, scăderea curentului în perioada cînd tranzistorul este blocat este de forma:

$$-\frac{\Delta i}{\Delta t}=\frac{V_0}{L} \tag{2.34}$$

În acest mod de lucru al montajului, poate exista un interval de timp t_0 în care prin inductanță nu trece curent, interval în care atît tranzistorul cît și dioda nu conduc. Aceasta se întîmplă atunci cînd timpul de blocare a tranzistorului t_{off} este:

$$t_{off}>\frac{V_I-V_0}{V_0}t_{on} \tag{2.35}$$

Curentul maxim care traversează tranzistorul de comutație este egal cu curentul maxim prin inductanță:

$$I_{Q\,Max}=i_{L\,Max}=\frac{V_I-V_0}{L}t_{on} \tag{2.36}$$

Curentul maxim prin diodă este:

$$I_{DMax}=i_{L\,Max}=\frac{V_0}{L}t_D \qquad (2.37)$$

Timpul de conducție al diodei t_D este mai scurt decît timpul total de blocare al tranzistorului, t_{off}, așa cum rezultă și din fig. 2.42, dacă:

$$\frac{L_I i_{L\,Max}}{V_0}<t_{off} \qquad (2.38)$$

sau:

$$\frac{V_I-V_0}{V_0}t_{on}<t_{off} \qquad (2.39)$$

relație din care rezultă că raportul între timpul de conducție al diodei și cel de conducție al tranzistorului, va fi cu atît mai mic, cu cît diferența $V_I—V_0$ va fi mai mică.

2. *Inductanța nu este descărcată complet între două perioade de conducție ale tranzistorului.* Formele de undă ale tensiunii și curenților pentru această situație sînt reprezentate în fig. 2.43. În acest caz nu există timpul mort t_0 (fig. 2.42), timpul de conducție al diodei D întinzîndu-se pe toată perioada de blocare a tranzistorului t_{off}.

Ca și în cazul precedent:

$$V_{A\,med}=V_0 \qquad (2.40)$$

Deoarece inductanța nu este complet descărcată, curentul de colector al tranzistorului în momentul intrării lui în conducție, nu este nul ci are o anumită valoare (I_0, în fig. 2.43).

În timpul conducției, curentul prin tranzistor este:

$$i_{Max}—i_0=\frac{V_I-V_0}{L}t_{on} \qquad (2.41)$$

iar prin diodă:

$$i_{Max}—i_0=\frac{V_0}{L}t_D \qquad (2.42)$$

Din aceste două relații rezultă:

$$\frac{t_{off}}{t_{on}}=\frac{V_I-V_0}{V_0} \tag{2.43}$$

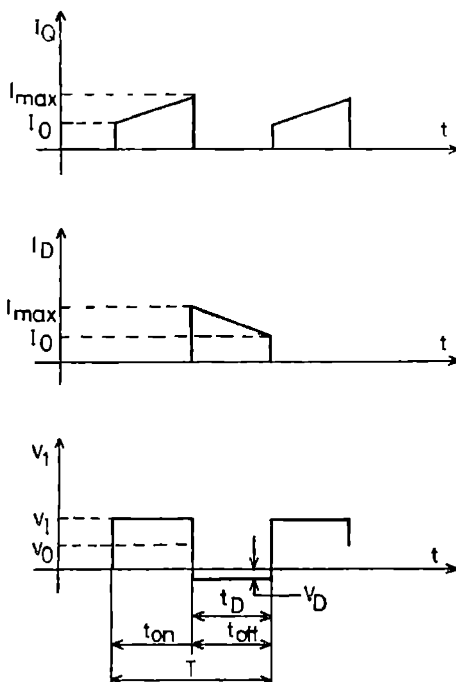


Fig. 2.43. Forme de undă pentru cazul în care L nu este descărcat complet între două comutații succesive ale tranzistorului de comutație.

Curentul mediu prin tranzistor în timpul cînd acesta conduce este egal cu:

$$i_{Q\ med}=\frac{i_{Max}-i_0}{2} \tag{2.44}$$

Cantitatea de electricitate care circulă în perioada de conducție a tranzistorului este:

$$Q_Q=i_{T\ med}\cdot t_{on} \tag{2.45}$$

sau:

$$Q_Q = \frac{i_{Max} - i_0}{2} t_{on}$$

Cantitatea de electricitate care trece prin diodă în perioada în care aceasta conduce este:

$$Q_D = I_{D\ med} \cdot t_s$$

$$Q_D = \frac{i_{Max} - i_0}{2} t_{off} \qquad (2.46)$$

Cantitatea totală de electricitate este:

$$Q = Q_Q + Q_D$$

$$Q = \frac{i_{Max} + i_0}{2} (t_{on} + t_{off}) \qquad (2.47)$$

$$Q = \frac{i_{Max} + i_0}{2} \cdot T$$

Deoarece:

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} \qquad (2.48)$$

Cantitatea de electricitate totală este:

$$Q = \frac{i_{Max} + i_0}{2f} \qquad (2.49)$$

f fiind fecvența de comutație a circuitului.

Valoarea medie a curentului la ieșire este:

$$I_0 = \frac{Q}{T} = \frac{i_{Max} + i_0}{2} \qquad (2.50)$$

Din relația 2.41, în care se introduce mărimea i_0

$$i_0 = 2\, I_0 - i_{Max} \qquad (2.51)$$

se deduce mărimea inductanței bobinei L:

$$i_{Max} - (2\, I_0 - i_{Max}) = \frac{V_I - V_0}{L} t_{on} \qquad (2.52)$$

sau

$$L=\frac{V_I-V_0}{2(I_{Max}-I_0)}\cdot t_{on} \tag{2.53}$$

În continuare se determină mărimea capacității C_0. Pentru aceasta se admite că la început $i_0=0$, ceea ce înseamnă că intensitatea curentului prin tranzistor crește de la zero, pentru ca în timpul t_{on} să atingă valoarea I_{Max}. Aceasta corespunde la o variație de curent ΔI destul de mare, ceea ce reprezintă cazul cel mai defavorabil în funcționarea circuitului de acumulare al stabilizatorului de tensiune în comutație.

După cum am văzut (relația 2.36) valoarea maximă a curentului este egală cu:

$$i_{Max}=\frac{V_I-V_0}{L}t_{on}$$

Deoarece acest curent variază în timp valoarea sa medie este:

$$I_{med}=\frac{1}{2}\cdot\frac{V_I-V_0}{L}t_{on} \tag{2.54}$$

Pe de altă parte, curentul mediu prin condensator fiind de forma:

$$I=C\frac{\Delta V}{\Delta t} \tag{2.55}$$

se poate scrie:

$$C=\left(\frac{V_I-V_0}{2L}t_{on}\right)\left(\frac{t_{on}}{\Delta V_0}\right) \tag{2.56}$$

unde ΔV_0 este variația admisă a tensiunii la ieșire, adică ondulația acestei tensiuni.

Deoarece: $t_{on}=\frac{V_0}{V_I f}$ (2.57)

rezultă că: $C=\frac{V_I-V_0}{2L\Delta V_0}\cdot\left(\frac{V_0}{V_I\cdot f}\right)^2$ (2.58)

În tabelul 2.2 se prezintă principalele formule pentru calculul caracteristicilor circuitului acumulator.

Tabelul 2.2

Formulele de proiectare pentru convertoare de tensiune — c.c. — c.c. realizate cu bobine

Parametrul	Convertor ridicător de tensiune	Convertor coborîtor de tensiune	Convertor inversor de tensiune
I_{PK}	$2I_{0M}\dfrac{V_0+V_D-V_S}{V_I-V_S}$	$2I_{0M}$	$2I_{0M}\dfrac{V_I+\lvert V_0\rvert+V_D-V_S}{V_I-V_S}$
t_{on}	$\dfrac{I_{PK}L}{V_I-V_S}$	$\dfrac{I_{PK}L}{V_I-V_S-V_D}$	$\dfrac{I_{PK}L}{V_I-V_S}$
t_{off}	$\dfrac{I_{PK}L}{V_0+V_D-V_I}$	$\dfrac{I_{PK}L}{V_0+V_D}$	$\dfrac{I_{PK}L}{\lvert V_0\rvert+V_D}$
$\dfrac{t_{on}}{t_{off}}$	$\dfrac{V_0+V_D-V_I}{V_I-V_S}$	$\dfrac{V_0+V_D}{V_I\cdot V_S-V_0}$	$\dfrac{\lvert V_0\rvert+V_D}{V_I-V_S}$
L	$\dfrac{V_0+V_D-V_I}{I_{PK}}t_{off}$	$\dfrac{V_0+V_D}{I_{PK}}t_{off}$	$\dfrac{\lvert V_0\rvert+V_D}{I_{PK}}t_{off}$
C_0	$\dfrac{(I_{PK}-I_0)^2t_{off}}{2I_{PK}V_r}$	$\dfrac{I_{PK}(t_{on}+t_{off})}{8V_r}$	$\dfrac{(I_{PK}-I_0)^2t_{off}}{2I_{PK}V_r}$
$\bar{i}_I$ (la $i_0=I_{0M}$)	$\dfrac{I_{PK}}{2}$	$\dfrac{I_{PK}}{2}\cdot\dfrac{V_0+V_D}{V_I-V_S+V_D}$	$\dfrac{I_{PK}}{2}\cdot\dfrac{\lvert V_0\rvert+V_D}{V_I+\lvert V_0\rvert+V_D-V_S}$
η	$\dfrac{V_I-V_S}{V_I}\cdot\dfrac{V_0}{V_0+V_D-V_S}$	$\dfrac{V_I-V_S+V_D}{V_I}\cdot\dfrac{V_0}{V_0+V_D}$	$\dfrac{V_I-V_S}{V_I}\cdot\dfrac{\lvert V_0\rvert}{\lvert V_0\rvert+V_D}$
V_r	$\dfrac{(I_{PK}-I_0)^2}{2I_{PK}}\cdot\dfrac{t_{off}}{C_0}$	$\dfrac{I_{PK}(t_{on}+t_{off})}{8C_0}$	$\dfrac{(I_{PK}-I_0)^2}{2I_{PK}}\cdot\dfrac{t_{off}}{C_0}$

$I_{PK}=I_{LM}$ — curent maxim prin bobină; t_{on} — durata deschiderii tranzistorului comutator; t_{off} — durata blocării tranzistorului comutator; L — inductanța bobinei; C_0 — capacitatea condensatorului de ieșire; $\bar{i}_I$ — curent mediu de intrare; η — eficiența transferului de putere; V_r — valoarea vîrf la vîrf a tensiunii de ondulație la ieșire; I_{0M} — curent maxim de ieșire (relații deduse în ipoteza $I_{0M}=I_{0B}$).

Notă:

Relațiile sînt valabile pentru $I_{0M} = I_{0B}$ (cazul limită al funcționării neîntrerupte a curentului prin bobină).

2.2.5. Alegerea diodei D

Este cunoscut faptul că la comutația unei diode din starea de conducție directă în starea de blocare există o (scurtă) perioadă de timp în care dioda nu este capabilă să blocheze tensiunea inversă aplicată. În acest interval de timp dioda se comportă ca un scurtcircuit. Apoi urmează un regim tranzitoriu prin care se atinge valoarea staționară a impedanței mari de blocare. Timpul necesar ca toți purtătorii de sarcină minoritari acumulați în vecinătatea joncțiunii la polarizarea directă să fie eliminați se numește timp de revenire inversă t_{rr}, fig. 2.44.

La un stabilizator în comutație această perioadă în care dioda rămîne încă în starea de conducție, după saturarea tranzistorului de comutație poate constitui cauza următoarelor inconveniente:

— tranzistorul urmează să debiteze la o impedanță foarte mică; în acest caz în circuit apar situații în care valoarea de vîrf a curentului poate depăși de cîteva ori valoarea curentului prin sarcină, ceea ce poate conduce la scurtarea duratei de viață a tranzistorului în comutație;

— aceste vîrfuri de curent au influențe dăunătoare asupra blocurilor dinaintea stabilizatorului (redresorul și

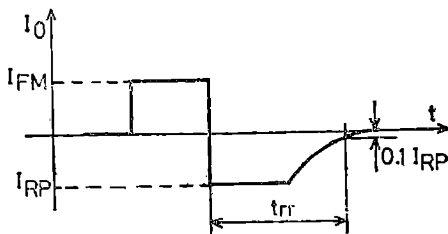


Fig. 2.44. Forme de undă la comutația unei diode.

transformatorul de rețea), constituind o sursă puternică de paraziți care se transmit și în blocurile electronice alimentate;

— existența vîrfurilor de curent diminuează randamentul sursei de alimentare.

Avînd în vedere cele de mai sus, este necesar ca în stabilizatoarele de tensiune în comutație, dioda D să aibă un timp de revenire inversă t_{rr} cît mai scăzut.

2.2.6. Scheme de principiu

Deoarece stabilizatoarele de tensiune în comutaţie prezintă caracteristici de stabilizare inferioare stabilizatoarelor de tensiune în regim liniar, ele se utilizează adesea ca preregulatoare de tensiune, beneficiindu-se de randamentul lor ridicat. Stabilizarea finală a tensiunii se asigură cu stabilizatoare de tensiune în regim liniar, în majoritatea cazurilor utilizîndu-se aşa-numitele stabilizatoare de tensiune fixă integrate monolitice. Deci schema bloc a unui sistem de alimentare stabilizat cuprinde un stabilizator de tensiune în comutaţie, urmat de un stabilizator de tensiune în regim liniar, dispus în imediata apropiere a blocului alimentat.

Datorită acestei posibilităţi, pentru alimentarea instalaţiilor electronice cu mai multe tensiuni de curent continuu a apărut o nouă concepţie: în locul montajului clasic cu un transformator cu mai multe înfăşurări secundare, fiecare cu redresorul şi circuitul său de filtrare (fig. 2.45, *a*) se poate utiliza un transformator cu un singur secundar care furnizează tensiunea cea mai mare cerută de montaj, reducerea tensiunilor la valorile necesare asigurîndu-se cu regulatoare de tensiune în comutaţie (de tip coborîtor), aşa cum se arată în fig. 2.45, *b*.

Această modalitate de alimentare poate fi utilizată eficient în aparatura de gabarit mare, la care distanţele între blocul de alimentare şi diversele subansamble electronice alimentate sînt relativ mari. În acest caz energia este transformată în curent continuu de tensiune relativ ridicată — deci sub intensitate redusă şi pierderi mici pentru aceeaşi secţiune de conductor — şi apoi „transformată* la faţa locului“ la valoarea dorită (fig. 2.45, *b*).

---

* Stabilizatorul de tensiune în comutaţie în acest caz joacă rolul unui „transformator“. De exemplu, dacă într-un stabilizator liniar intensitatea curentului de intrare este practic aceeaşi cu curentul de la ieşire, într-un stabilizator în comutaţie, curentul mediu la intrare poate fi sensibil mai mic decît cel de la ieşire, dacă tensiunea de la ieşire este (mult) mai mică decît tensiunea de la intrare. În plus, cum s-a arătat, unele tipuri de stabilizatoare în comutaţie pun în evidenţă posibilitatea de recuperare a energiei (flyback) acumulate la bornele unei inductanţe şi adău-

Pentru a evita reacțiile nedorite între diversele frecvente de comutare ale stabilizatoarelor în comutație folosite, într-un astfel de sistem poate fi utilizat un bloc de sincronizare a tuturor stabilizatoarelor. Trebuie menționat faptul că circuitele integrate specializate ca regula-

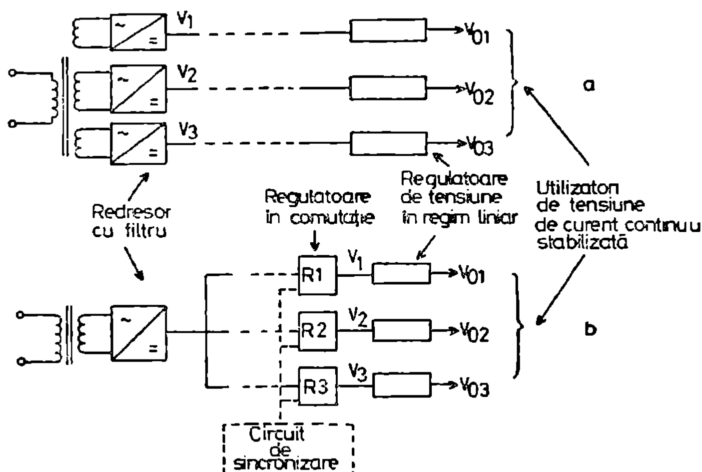


Fig. 2.45. Moduri de alimentare a unei sarcini cu tensiune de curent continuu stabilizată.

toare de tensiune în comutație, dispun prin construcție de această posibilitate.

Pentru comanda elementului comutator se folosesc două categorii de circuite de comandă:

— circuite cu oscilator de comandă independent (pilot);

— circuite autooscilante.

---

garea acesteia la tensiunea primară de alimentare astfel că e posibil să se obțină o tensiune de ieșire mai mare decît tensiunea la intrare. În ambele cazuri, stabilizatorul în comutație se comportă, în curent continuu, ca un transformator coborîtor sau ridicător de tensiune și aceasta cu un randament care este aproximativ același cu randamentul unui transformator de curent alternativ, de aceeași putere.

Din punct de vedere practic, a doua categorie de circuite permite realizarea de scheme simple și economice. Totuși ele prezintă incovenientul că furnizează la ieșire o tensiune mai puțin bine filtrată, deoarece întreținerea oscilațiilor se realizează prin intermediul tensiunii ondulatorii de la ieșire.

a) Stabilizatoare în comutație cu oscilator independent

În paragraful de față, vom prezenta cîteva scheme de stabilizatoare cu oscilator independent, cu ajutorul cărora se realizează comanda elementului comutator al stabilizatorului.

Circuitul stabilizator în comutație din fig. 2.46 utilizează un tranzistor unijoncțiune ca oscilator de frecvență variabilă, de la ieșirea căruia se comandă tiristorul regulator.

Semnalul $k V_0$, reglabil cu potențiometrul P, amplificat cu tranzistoarele Q_1, Q_2 se compară cu tensiunea de referință de 6 V furnizată de dioda Z_2 din emitorul tranzistorului Q_2. În funcție de nivelul tensiunii $k V_0$, Q_2 va modifica frecvența de oscilație a tranzistorului Q_3 și implicit durata de conducție a tiristorului T; în acest mod se reglează nivelul tensiunii V_0 de ieșire.

Schema din fig. 2.47 prezintă un stabilizator de tensiune în comutație, care furnizează la ieșire 20 V la 5 A cu o stabilitate de 0,1% atît la variația sarcinii (variabilă între 0 și 5 A) cît și la variația tensiunii rețelei (în domeniul $\pm 20\%$).

Schema conține cîteva blocuri electronice, așa cum se poate deduce din figură.

Circuitul oscilator este constituit dintr-un multivibrator asimetric. Constanta de timp de încărcare a condensatorului C_2 determină perioada de conducție a tranzistoarelor funcție de tensiunea de eroare. Tranzistoarele Q_2, Q_7 formează un amplificator diferențial, care compară tensiunea la bornele divizorului R—R plasat la ieșirea stabilizatorului, cu tensiunea de referință furnizată de dioda Z_2 alimentată de asemenea la tensiunea de ieșire a stabilizatorului (punctul B). Ieșirile acestui amplificator diferențial, comandă perechea de tranzistoare Q_5—Q_6, care constituie surse de curent pentru încărcarea condensatoa-

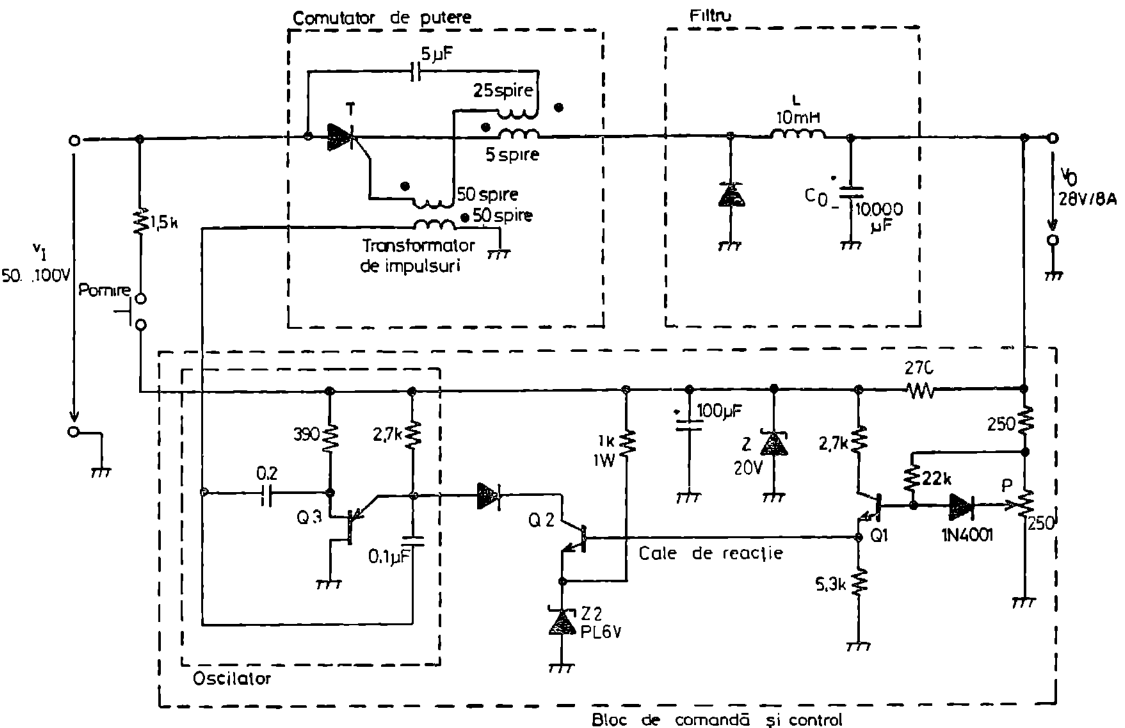


Fig. 2.46. Stabilizator în comutație cu tiristor.

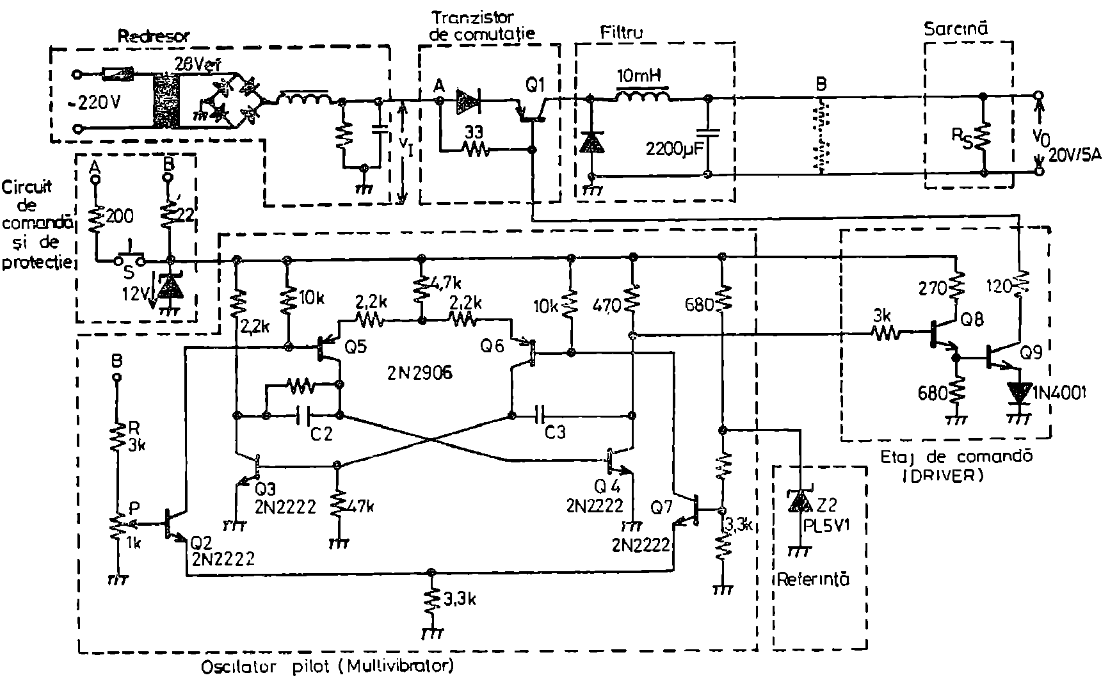


Fig. 2.47. Stabilizator în comutaţie comandat prin multivibrator.

relor C_2 și C_3, de care depinde perioada de conducție a tranzistoarelor Q_3—Q_4 care formează un etaj multivibrator astabil. Orice creștere a diferenței între tensiunea de ieșire și tensiunea de referință are ca efect reducerea perioadei de conducție a lui Q_4 și prin urmare cea a tranzistorului de comutație Q_1, acționat prin intermediul etajului de comandă realizat cu tranzistoarele Q_8 și Q_9.

Pentru ca montajul să poată fi pus în funcțiune este necesar să se apese pe butonul normal deschis S de pornire. Sistemul acesta asigură și protecția montajului în caz de scurtcircuit la masă, deoarece, în caz de anulare a tensiunii la ieșire, multivibratorul va înceta în mod automat să fie alimentat și în consecință tranzistorul de comutație Q_1, neavînd semnal de comandă pe bază, nu va funcționa.

Montajul descris funcționează pe frecvență fixă și factor de umplere, t_{on}/t_{off}, variabil deoarece în momentul în care perioada de conducție a unuia din tranzistoare se mărește, concomitent a celuilalt se micșorează în mod corespunzător.

În fig. 2.48 *a* se prezintă o schemă de principiu cu ajutorul căreia se obțin rezultate similare cu cele anterioare. În acest caz se compară, în comparatorul C, tensiunea de eroare ($\varepsilon = V_{REF} \pm k\, V_0$) amplificată cu amplificatorul de eroare A, cu o tensiune liniar variabilă (TLV) de frecvență fixă. În fig. 2.48, *p* sînt prezentate formele de undă ale semnalelor la intrarea și ieșirea comparatorului C. Se observă că impulsurile pozitive la ieșirea comparatorului și în consecință perioadele de conducție ale tranzistorului în comutație vor fi cu atît mai lungi cu cît tensiunea de eroare, $A\varepsilon$, va fi mai mică; în consecință în aceste intervale de timp va rezulta o creștere a tensiunii la bornele condensatorului de ieșire al filtrului L—C.

Pa baza schemei de principiu din fig. 2.48, vom prezenta trei scheme realizate cu componente discrete.

În schema din fig. 2.49, se prezintă un bloc de comandă realizat cu tranzistoare. Tensiunea liniar variabilă este furnizată de un oscilator de relaxare cu tranzistor unijoncțiune (TUJ).

Schema din fig. 2.50 este realizată cu circuite integrate.

În fig. 2.51 se prezintă o schemă de stabilizator în comutație cu tranzistoare bipolare capabil să furnizeze 30 V la 50 W, tensiunea la intrare variind între 40 și 65 V.

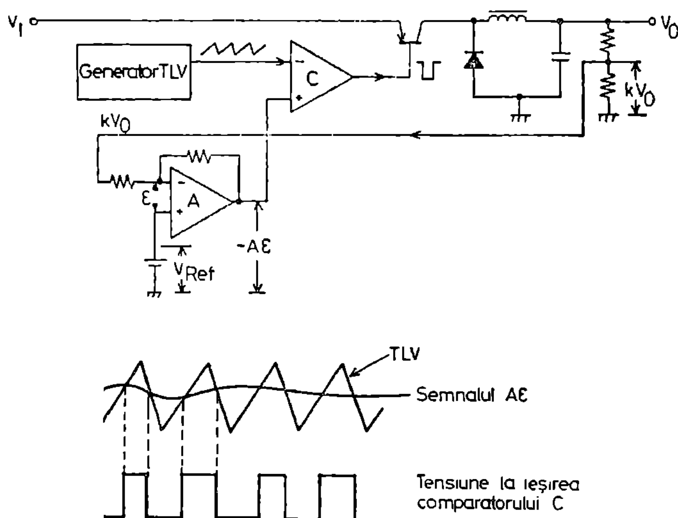


Fig. 2.48. Schemă de principiu pentru un stabilizator în comutație care folosește un generator TLV pentru modularea în durată a impulsului de comandă a tranzistorului de comutație (*a*) și formele de undă corespunzătoare (*b*).

Frecvența de comutație a tranzistorului Q_1, de tipul 2N 3055, este suficient de mică încît randamentul schemei să fie de aproximativ 80%, la o putere disipată pe tranzistor de 2 ... 3 W.

Circuitul folosește un tranzistor Q_3, modulator al duratei impulsului de comutație, comandat de oscilatorul *LC* realizat cu tranzistorul Q_4. Tranzistorul comparator Q_5 controlează nivelul de intrare în conducție al lui Q_3 prin P_1 și R_9. Emitorul tranzistorului Q_5 este fixat prin R_{11} la un potențial fix furnizat de dioda *Z*, în timp ce pe baza sa se aplică o fracțiune kV_0 din tensiunea de

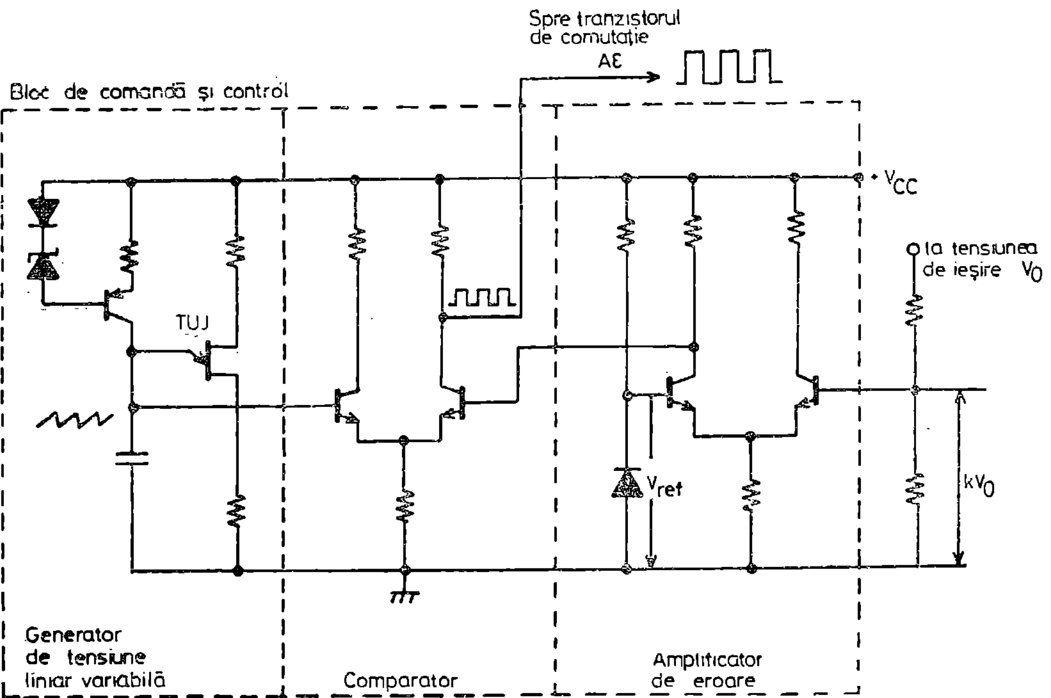


Fig. 2.49. Bloc de comandă realizat cu tranzistoare.

ieşire care trebuie reglată, prin intermediul lui R_{14}, R_{15}, P_2. Tranzistorul modulator Q_3 comandă tranzistorul de comutaţie Q_1, printr-un etaj tampon realizat cu tranzistorul Q_2 conectat în montaj repetor pe emitor. Tranzistorul Q_6 are rolul de a proteja montajul împotriva unor scurt-

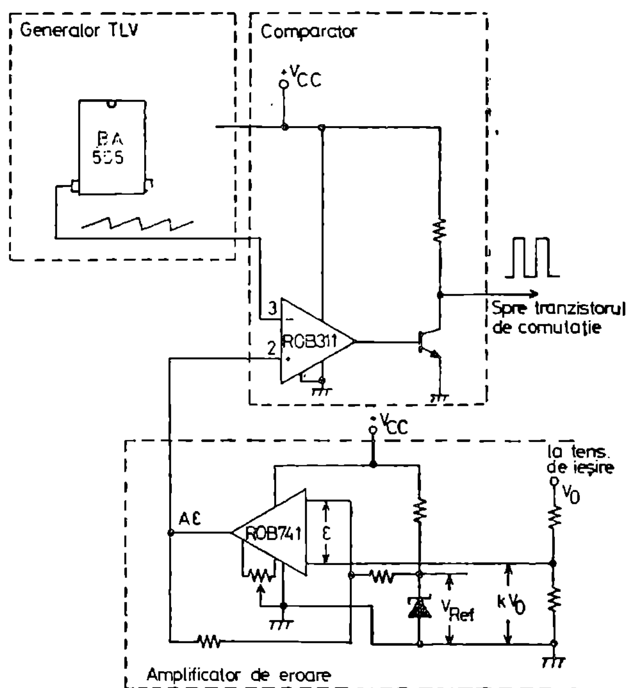


Fig. 2.50. Bloc de comandă realizat cu circuite integrate.

circuitări a ieşirii la masă; cînd se produce un scurtcircuit acest tranzistor intră în conducţie şi polarizează tranzistorul Q_3 astfel încît să blocheze tranzistorul Q_1.

b) Stabilizatoare în comutaţie autooscilante

Pentru a obţine astfel de montaje, mijlocul cel mai simplu este acela de a utiliza scheme de stabilizatoare în regim liniar prezentate anterior (exemplu cel din fig. 2.20)



Fig. 2.51. Stabilizator în comutaţie tip serie de 20 W şi 25...30 V.

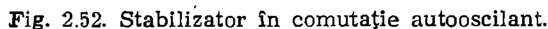


Fig. 2.52. Stabilizator în comutaţie autooscilant.

cărora li se adaugă filtrul *LC*, dioda *D* şi li se realizează o reacție pozitivă suficientă pentru a intra în (auto)oscilație. Fig. 2.52 prezintă o astfel de realizare; prin linii groase se scoate în evidență modificarea menționată. În felul acesta un stabilizator liniar cu reacţie simplu, la care se asociază elementele *L-C* şi *D*, se transformă în stabilizator de comutație prin adăugarea unui simplu condensator de reacție C_1, care transformă amplificatorul de tensiune de eroare constituit din tranzistoarele Q_2-Q_3 într-un multivibrator nesimetric.

Capitolul 3

Protecția stabilizatoarelor de tensiune

Atît sursele de tensiune stabilizată cît și cele nestabilizate pot constitui obiectul unor influențe dăunătoare exercitate în principal de: suprasarcini, scurt-circuite, supra-tensiuni permanente sau în impulsuri, încălziri anormale etc.

Pentru a li se asigura fiabilitatea, deci pentru a se evita defectările „în cascadă“ alimentatoarele stabilizate moderne trebuie să fie prevăzute cu dispozitive de protecție automată eficace destinate protejării lor proprii, cît și protejării circuitelor pe care acestea le alimentează.

În general o parte din utilizatori sînt tentați să se bazeze pe siguranțe fuzibile pentru a-și proteja sursele de tensiune stabilizată. După cum vom vedea în continuare aceasta nu asigură în mod operativ protecția, deoarece ele au o inerție mare în funcționare* ceea ce de fapt reclamă metode de protecție diferențiate pentru fiecare din influențele dăunătoare menționate mai sus.

Oricare ar fi metoda de protecție utilizată, aceasta trebuie să fie aleasă de așa manieră, încît să nu perturbe funcționarea stabilizatorului, sau să-i înrăutățească performanțele.

Metodele de protecție prezentate în acest capitol, pentru a fi utilizate la stabilizatoarele cu componente discrete, vor fi particularizate cu prilejul descrierii și prezentării stabilizatoarelor de tensiune integrate monolitice.

---

* Un tranzistor care se încălzește și se străpunge prin ambalare termică antrenează distrugerea succesivă a componentelor propriului său circuit (în general rezistoare), apoi a elementului regulator, apoi a redresorului, apoi a transformatorului și „în sfîrșit, a siguranței fuzibile“.

3.1. Suprasarcini posibile

În funcționarea alimentatoarelor stabilizate pot apărea regimuri de suprasarcini sau de scurtcircuite accidentale, care în majoritatea cazurilor conduc la defectarea stabilizatorului.

Regimul de supracurent se manifestă în următoarele două situații:

— în scurtcircuit, caz în care curentul nu este limitat decît prin rezistența internă a sursei și prin rezistența firelor de conexiune,

— la suprasarcină, cînd fără să atingă valoarea critică „periculoasă" într-un interval scurt de timp, intensitatea depășește net valoarea sa nominală. Dacă acest regim se manifestă pe o durată mai mare de timp pot fi defectate unele părți componente ale circuitului ca de exemplu componentele semiconductoare, izolația conductoarelor (în special bobinajul transformatoarelor) etc.

Regimul de supratensiune poate apărea în urma unor procese tranzitorii care se produc, în alimentatorul stabilizat și anume:

— la scurtcircuitarea la masă a ieșirii stabilizatorului, în acest caz întreaga tensiune de intrare se aplică elementului regulator,

— la conectarea la rețea a alimentatorului în cazul în care conține o capacitate pe ieșire; cazul se reduce la cel precedent,

— la variația bruscă a sarcinii; acest regim este mai periculos în cazul circuitelor cu inductanțe.

Din această scurtă prezentare rezultă că pentru a fi bine protejat, un stabilizator trebuie să conțină următoarele categorii de dispozitive / circuite de protecție.

1) Dispozitive cu acțiune rapidă pentru protejare contra scurtcircuitelor; ele trebuie să acționeze rapid pentru a se evita distrugerea componentelor stabilizatorului sau a circuitelor de sarcină. Se face precizarea că aceste dispozitive sau circuite nu trebuie să declanșeze accidental, de exemplu la apariția unor supraintensități de foarte scurtă durată (în general la punerea sub tensiune a stabilizatorului). Rolul acestui mijloc de protecție poate fi

îndeplinit de siguranțe fuzibile rapide sau ultrarapide, de relee de protecție electromagnetice, sau de mijloace de protecție electronice.

2) Dispozitive temporizatoare, care să întrerupă circuitul numai în cazul unei suprasarcini prelungite. Rolul acestor dispozitive poate fi îndeplinit de siguranțe fuzibile normale, sau de relee de protecție termice.

3) Dispozitive de protecție la supratensiuni.

3.2. Protecția la suprasarcină

3.2.1. Limitarea curentului de scurtcircuit

Înainte de a prezenta principalele circuite de protecție folosite, se impune precizarea că o serie de stabilizatoare de tensiune sînt autoprotejate prin construcție în cazul în care „elementul lor serie" este supradimensionat pentru a disipa o putere suficientă, iar cîteva exemple vor scoate în evidență această precizare.

Fig. 2.2 reprezintă schema de principiu a unui stabilizator parametric simplu. Este evident că rezistorul de balast R nu va permite, în caz de scurtcircuit la ieșire, să treacă decît curentul:

$$I_{SC}=v_{I\ max}/R_1 \tag{3.1}$$

Dacă R_1 suportă o putere $P_d=R_1 I^2_{SC}$, atît sarcina cît și elementul regulator vor fi protejate.

Înlocuind rezistorul R_1 din exemplul anterior, printr-un tranzistor montat ca sursă de curent constant (fig. 2.3, *g*), capabil să suporte un curent superior curentului de scurtcircuit, în caz de suprasarcină la ieșire montajul de asemenea va fi (auto)protejat; soluția adoptată prezintă și avantajul diminuării puterii disipate în caz de scurtcircuit.

Cu ajutorul montajului din fig. 3.1 curentul de scurtcircuit devine practic nul. În acest caz, curentul de bază al tranzistorului Q_1, în montaj de generator de curent, este furnizat prin intermediul tranzistorului de protecție Q_2, normal saturat. În caz de scurtcircuit dioda cu germaniu D_2 devine conductoare și curentul de bază al lui

Q_2 este deturnat la masă, blocîndu-l; prin aceasta se blochează şi tranzistorul Q_1.

Stabilizatorul tip serie din fig. 3.2. are sursa de referinţă alimentată cu tensiunea stabilizată (aşa-numitul montaj „în aval"). În acest caz, la scurtcircuit la ieşire,

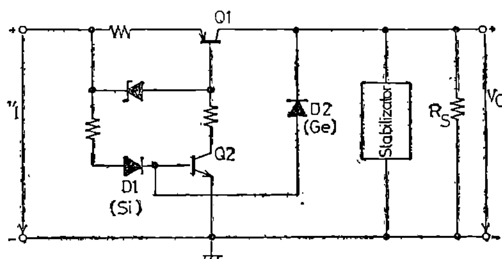


Fig. 3.1. Stabilizator autoprotejat.

sursa de referinţă cade la zero, curentul de scurtcircuit al montajului fiind limitat prin rezistenţa R_1 de pornire la punerea în funcţiune.

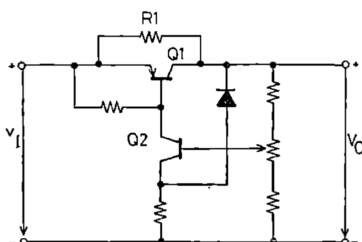


Fig. 3.2. Protejarea stabilizatorului prin căderea referinţei la zero.

Cea mai simplă metodă de protejare a unui stabilizator de tensiune care acţionează prin limitarea curentului prin elementul regulator rezultă din fig. 3.3.

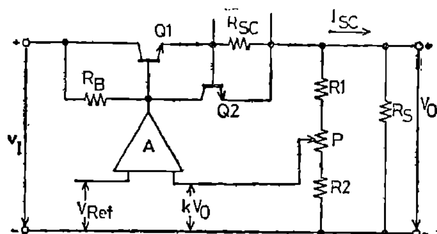


Fig. 3.3. Schemă de limitare automată a curentului de scurtcircuit.

Atîta timp cît căderea de tensiune la bornele rezistenței R_{SC}* este mai mică decît tensiunea de deschidere a joncțiunii emitor-bază a tranzistorului Q_2, acesta este blocat și elementul regulator serie Q_1, funcționează normal. În cazul în care curentul prin R_{SC} crește pînă la o valoare care produce la bornele sale o cădere de tensiune de ordinul:

$$V_{BE}=0,6 \ldots 0,7 \text{ V} \quad (3.2)$$

tranzistorul Q_2 va conduce și va deturna spre sarcină o parte din curentul de bază al tranzistorului Q_1. Se va stabili un echilibru astfel că mărimea curentului debitat în sarcină va rămîne aproximativ egală cu:

$$I_{SC}=V_{BE}/R_{SC}\simeq 0,65/R_{SC} \quad (3.3)$$

Curba $V_0=f(I_0)$ a acestui circuit, prezentată în fig. 3.4, este asemănătoare cu caracteristica tensiune-curent a unui alimentator stabilizat, cu caracteristică rectangulară. Trebuie menționat că funcționarea stabilizatorului de tensiune în regim de limitare în curent este mai puțin eficientă decît funcționarea unui stabilizator de curent: de exemplu un stabilizator de tensiune protejat la un curent de cca 1 A, prezintă în zona de funcționare în regim de limitare în curent, o rezistență dinamică de cca 100 Ω valoare care este de cîteva sute de ori mai mică decît

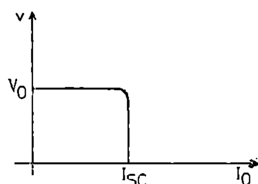


Fig. 3.4. Caracteristica de ieșire la limitarea automată a curentului la scurtcircuit.

mărimea obținută în cazul unui stabilizator de curent, pentru aceeași intensitate de curent.

---

* Rezistorul R_{SC} găsindu-se în interiorul buclei de reacție a stabilizatorului de tensiune, căderea de tensiune la bornele lui este compensată și nu influențează decît în foarte mică măsură rezistența dinamică de ieșire.

Pornind de la schema din fig. 3.3, utilizatorul poate dispune de două modalități de realizare a protecției prin limitarea curentului și anume:

— să realizeze un stabilizator de tensiune cu mai multe game de limitare (fig. 3.5, *a*). Pentru aceasta este

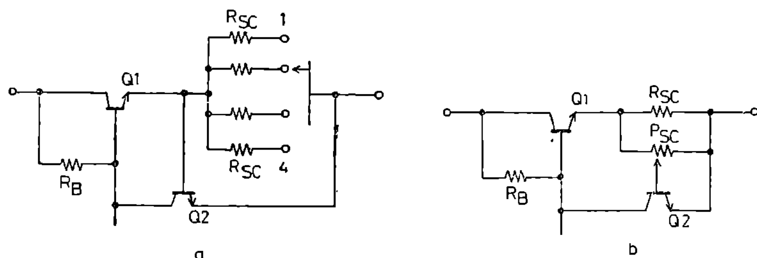


Fig. 3.5. Scheme de programare a curentului de scurtcircuit.

suficient să se comute diferite valori ale rezistenței R_{SC},

— să regleze mai precis curentul de limitare (fig. 3.5 *b*), prin modificarea tensiunii bazei tranzistorului Q_2 cu ajutorul potențiometrului P_{SC} de reglare fină, montat în paralel cu rezistorul R_{SC}; metoda aceasta nu este indicată decît pentru variații în limite mici ale curentului I_{SC}, deoarece în caz contrar, necesită o cădere de tensiune relativ mare la bornele rezistenței R_{SC} mai ales în cazul unor curenți importanți prin sarcină.

O variantă a montajului din fig.3.3 la dispoziția utilizatorului este ilustrată din fig. 3.6. În acest caz, dioda

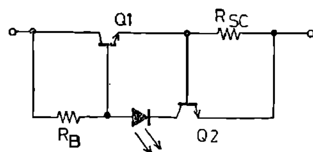


Fig. 3.6. Utilizarea unei diode electroluminescente pentru semnalizarea curentului de scurtcircuit.

luminescentă (LED) dispusă în serie cu colectorul tranzistorului Q_2 constituite un mijloc de semnalizare a supracurentului.

În locul diodei luminescente poate fi introdus un optocuplor care comandă un releu temporizat prevăzut să

întrerupă alimentarea stabilizatorului în caz de suprasarcină, sau în caz de scurtcircuit prelungit; fig. 3.7, prezintă schema electrică a protecției realizată conform acestui principiu. În caz de suprasarcină prelungită (care depășește o durată prestabilită cu un circuit de întîrzi-

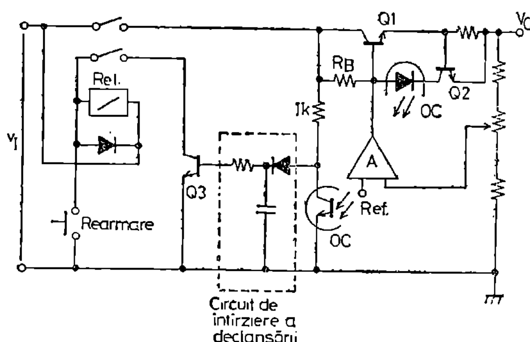


Fig. 3.7. Circuit de protecție prin deconectarea alimentării în caz de suprasarcină prelungită.

ere), releul *Rel* va decupla la comanda optocuplorului *OC*, acționat de curentul de colector al tranzistorului Q_2. După înlăturarea avariei, stabilizatorul se repune în funcțiune prin apăsarea întrerupătorului de rearmare al releului.

Circuitele de limitare a curentului prin caracteristică rectangulară prezintă interes pentru realizarea de surse de tensiune reglabile de laborator, la care, atît randamentul, cît și gabaritul nu sînt esențiale. Lucrurile se schimbă în cazul blocurilor de alimentare al diverselor aparate și echipamente și în special în cazul circuitelor integrate monolitice stabilizatoare, la care disipația termică este un factor determinant al calității lor. Dezavantajul principal al metodei de limitare descrise rezidă în faptul că în caz de scurtcircuit la ieșire, elementul regulator nu numai că este parcurs de un curent important dar la bornele lui se găsește aplicată întreaga tensiune de alimentare. De aici rezultă că:

— tranzistorul serie trebuie să fie supradimensionat pentru a suporta cele două situații limită menționate,

— radiatorul pe care este dispus tranzistorul serie, de asemenea, trebuie să fie supradimensionat pentru a nu favoriza străpungerea prin ambalare termică la suprasarcină prelungită.

Pentru înlăturarea sau atenuarea acestui inconvenient, s-a impus un alt mod de limitare a curentului de ieşire la scurtcircuit, într-o manieră care să forțeze reducerea acestui curent (I_{SC}) comparativ cu valoarea de declanşare a procesului de limitare (I_{0M}). S-a realizat aşa-numita protecție prin întoarcerea caracteristicii*. Schema de principiu a montajului utilizat în acest scop este dată în fig. 3.8.

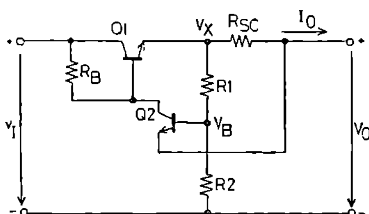


Fig. 3.8. Circuit de limitare prin întoarcere a curentului de ieşire.

Definind în raport cu punctul de masă potențialele V_X, V_B, V_0, se poate scrie următorul sistem de ecuații:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_x \tag{3.4}$$

$$V_x = R_{SC} I_0 + V_0 \tag{3.5}$$

Prin combinarea acestor relații se poate determina tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_2:

$$V_{BE(Q_2)} = V_B - V_0$$

sau

$$V_{BE(Q_2)} = \frac{R_{SC} R_2}{R_1+R_2} I_0 - \frac{R_1}{R_1+R_2} V_0 \tag{3.6}$$

* Fold-back (engl.).

Din relaţia (3.6) se calculează expresia curentului de cot, $I_{cot}=I_{0M}$ (fig. 3.9), adică mărimea curentului la care începe să acţioneze protecţia:

$$I_{0M}=\frac{R_1}{R_{SC}R_2}V_0+\frac{R_1+R_2}{R_{SC}R_2}\cdot V_{BE(Q_2)} \qquad (3.7)$$

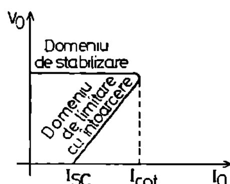


Fig. 3.9. Caracteristica de ieşire cu reducerea automată a curentului de scurtcircuit (limitare prin întoarcere a curentului de ieşire).

şi curentul de scurtcircuit (pentru $V_0=0$).

$$I_{SC}=\frac{R_1+R_2}{R_2}\cdot\frac{V_{BE(Q_2)}}{R_{SC}}$$

Se vede că $I_{SC}<I_{0M}$ (fig. 3.9) şi deci puterea disipată de tranzistorul regulator în regim de scurtcircuit este foarte mică.

În fig. 3.10 se prezintă un alt circuit de reducere automată a curentului de scurtcircuit. El nu diferă de monta-

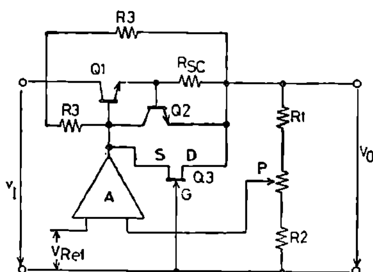


Fig. 3.10. Circuit de limitare prin întoarcere a curentului de ieşire realizat cu tranzistor cu efect de cîmp.

jul limitator de curent din fig. 3.3 decît prin tranzistorul cu efect de cîmp (Q_3) introdus în paralel cu tranzistorul bipolar Q_2. Poarta acestui tranzistor fiind la masă, atîta timp cît tensiunea drenei sale va fi mai mare decît tensiunea de blocare pe poartă $V_{GS(off)}$, tranzistorul va rămîne

blocat și circuitul va funcționa ca și cel din fig. 3.3. Însă, îndată ce tensiunea de ieșire va cădea la o valoare mai mică decît $V_{GS(off)}$ a tranzistorului cu efect de cîmp, acesta va intra în conducție și va pune în scurtcircuit, prin intermediul rezistenței R_{SC}, baza și emitorul tranzistorului Q_1

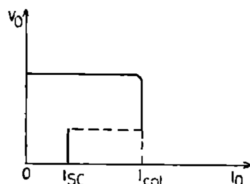


Fig. 3.11. Caracteristica de ieșire a curentului de protecție din fig. 3.10.

și curentul debitat în sarcină se va micșora. Caracteristica $V_0=f(I_0)$, în jurul tensiunii de blocare a tranzistorului Q_3 este reprezentată în fig. 3.11.

Pentru ca montajul să revină în starea normală, după întreruperea scurtcircuitului la ieșire, este necesar ca la ieșire să se aplice o tensiune cel puțin egală cu tensiunea de blocare a tranzistorului cu efect de cîmp Q_3; aceasta se aplică prin intermediul rezistorului R_3.

3.2.2. **Protecția prin relee**

O altă metodă de protecție a stabilizatorului de tensiune la scurtcircuit constă în întreruperea tensiunii aplicate stabilizatorului în momentul în care la ieșirea acestuia apar suprasarcini periculoase. În acest caz se utilizează două tipuri de circuite de protecție, pe care convențional le putem denumi relee de protecție cu dispozitive semiconductoare și anume: cu armare automată după dispariția suprasarcinii și cu rearmare manuală.

a) Relee semiconductoare cu rearmare automată

În fig. 3.12 tranzistorul Q_5 este normal blocat, iar elementul regulator serie, constituit din Q_1—Q_2 în configurație Darlington, primește curentul în bază prin intermediul rezistorului R_1. Dacă apare o suprasarcină, tensiunea de ieșire cade sub o valoare critică și tranzistorul Q_4 nu va mai primi pe baza sa un curent suficient pentru a men-

ține tranzistorul Q_5 blocat; în acest caz o fracțiune din curentul de bază al lui Q_2, cu atît mai mare, cu cît tensiunea de ieșire va fi mai mică (deci cu cît suprasarcina este mai mare) va fi deviat prin Q_5; în caz de scurtcircuit net Q_5 va fi saturat și Q_1—Q_2 vor fi blocate.

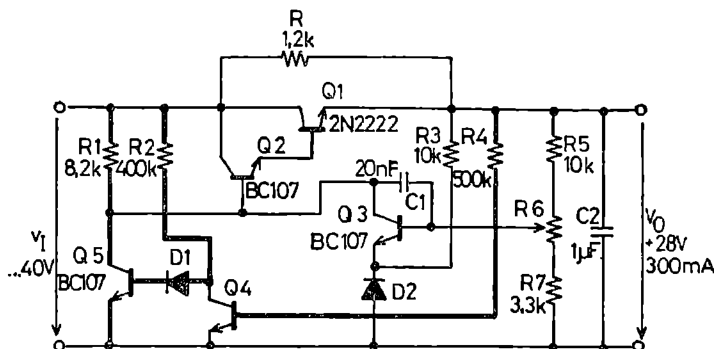


Fig. 3.12. Montaj de protecție la suprasarcină cu revenire automată la starea de funcționare normală după înlăturarea defectului.

Odată cu dispariția scurtcircuitului montajul se va „rearma automat“ prin curentul din R_5—R_6—R_7 și R.

În montajul din fig. 3.13 la căderea tensiunii de ieșire (ca urmare a unei suprasarcini sau scurtcircuit) sub valoarea tensiunii V_Z (a diodei D_1) plus tensiunea V_{BE} a

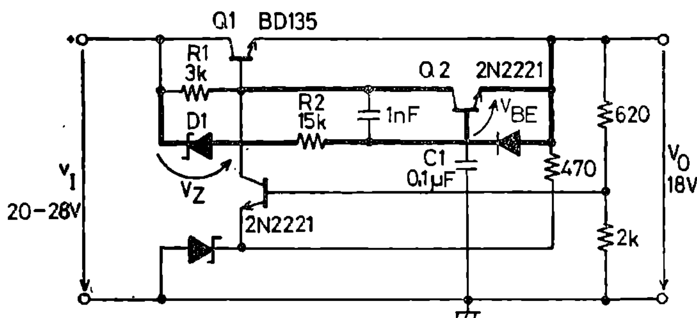


Fig. 3.13. Montaj de protecție cu „rearmare automată“.

tranzistorului Q_2, acest tranzistor va intra în conducție și va devia spre ieșire curentul de bază al tranzistorului serie Q_1, alimentat în bază, prin R_1. Ca atare Q_1 se va bloca. Rolul condensatorului C_1 este de a accelera procesul de blocare al lui Q_1 în caz de scurtcircuit și de a temporiza desaturarea lui Q_2 după dispariția scurtcircuitului. Cînd C_1 este încărcat, circuitul de protecție se elimină de la sine și stabilizatorul funcționează în regim normal.

Un alt tip de protecție, care se conectează în serie cu stabilizatorul este prezentat în fig. 3.14.

În procesul de funcționare normală, tranzistorul Q_1 este menținut în stare saturată prin curentul de bază pe care-l primește prin intermediul rezistorului R_1 și tensiunea la bornele lui este foarte mică. În acest timp, tranzistorul Q_2 este blocat.

Cînd intensitatea curentului în sarcină crește, tensiunea V_{CE} a lui Q_1 va crește corespunzător, pînă în momentul cînd curentul de sarcină va atinge o valoare suficientă

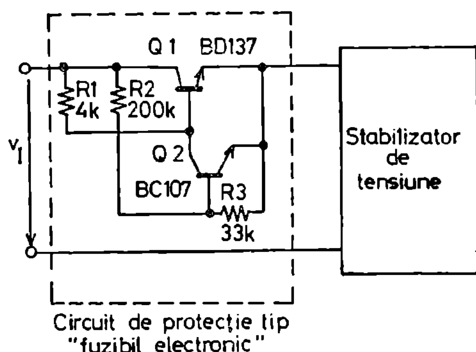


Fig. 3.14. Circuit de protecție tip fuzibil.

pentru ca Q_2 să intre în conducție și să scurtcircuiteze joncțiunea bază-emitor a lui Q_1, blocîndu-l. Starea aceasta se menține pînă cînd se elimină scurtcircuitul, după care montajul în mod automat va reveni în starea inițială de funcționare normală.

b) Relee semiconductoare cu rearmare manuală

În montajele la care revenirea la starea inițială a circuitului de protecție se face automat, curentul de ieșire nu se întrerupe ci este redus pînă la o valoare suficient de mică pentru a nu fi periculoasă pentru alimentator, pentru stabilizator și sarcină, evitînd în felul acesta defectările „în cascadă".

Categoria de circuite de protecție care se prezintă în continuare întrerupe complet curentul de ieșire, necesitînd o rearmare după eliminarea defectului.

Din examinarea montajului din fig. 3.12 se constată că este suficient să se introducă un întreruptor normal deschis în serie cu rezistorul *R* ca montajul să treacă în categoria montajelor care necesită o armare manuală.

În fig. 3.15 pentru asigurarea funcției propuse se folosește un circuit bistabil, realizat cu tranzistoarele Q_2—Q_3.

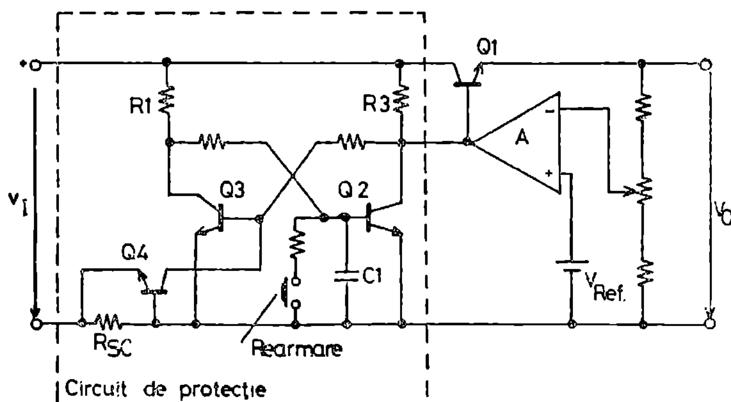


Fig. 3.15. Circuit de protecție cu rearmare manuală, realizat cu un bistabil.

Prin prezența condensatorului C_1, de fiecare dată, la punerea montajului în funcțiune, Q_3 va fi în conducție și Q_2 blocat.

Tranzistorul Q_4 „supraveghează" tensiunea la bornele rezistenței șunt R_{SC} și va intra în conducție cînd această tensiune devine egală cu tensiunea lui bază-emitor. În

acest caz, el va provoca bascularea bistabilului în starea Q_2 saturat, ceea ce va avea ca efect blocarea tranzistorului serie Q_1.

Prin dispariția cauzei de defectare, este suficient să se pună baza tranzistorului Q_2 la masă prin intermediul butonului „REARMARE“ pentru ca bistabilul să basculeze în poziția inițială, de funcționare normală (Q_2 blocat, Q_3 saturat, Q_4 blocat).

În fig. 3.16, se prezintă un circuit de protecție cu rearmare manuală, realizat cu optocuplorul *OC*. În acest caz, suprasarcina la ieșire se supraveghează prin intermediul diodei luminescente a optocuplorului, care la suprasarcină periculoasă va acționa prin intermediul tranzistorului Q_3 asupra unui releu rapid pentru a decupla sursa de tensiune.

Această schemă are tendința de a declanșa la punerea în funcțiune pe o sarcină capacitivă.

Pentru a evita declanșările nedorite, se utilizează schema electrică din fig. 3.17, cu ajutorul căreia se reduce

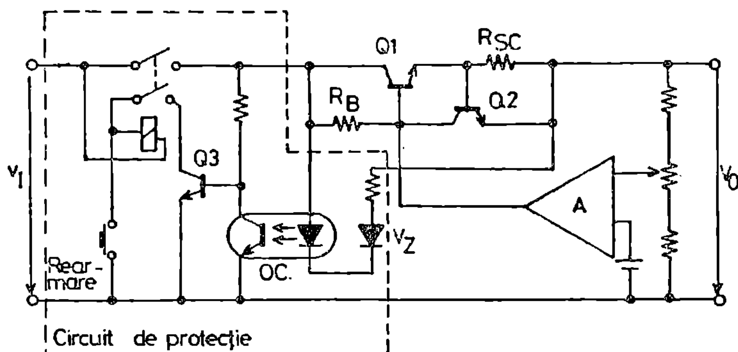


Fig. 3.16. Circuit de protecție cu rearmare manuală, realizat cu optocuplor.

viteza de apariție a tensiunii la ieșirea stabilizatorului cînd la intrarea lui se aplică brusc tensiunea de alimentare. În acest caz, la punerea stabilizatorului sub tensiune, la ieșirea tranzistorului Q_1 apare tensiune și condensatorul *C* se încarcă prin R_1 și prin joncțiunea emitor-bază a lui Q_2.

Acest tranzistor va intra aproape instantaneu în conducție, ceea ce face să limiteze curentul de bază al lui Q_1 și deci curentul lui de emitor (deci curentul de sarcină). Pe măsură însă ce tensiunea la bornele lui C_1 crește, curentul prin acest condensator scade și în consecință scade și cu-

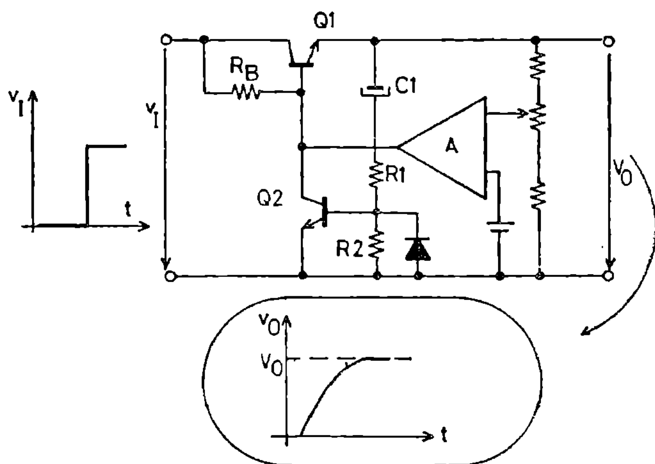


Fig. 3.17. Montaj pentru eliminarea posibilității de declanșare accidentală a protecției.

rentul de bază al lui Q_2, ceea ce face ca acest tranzistor să deturneze la masă un curent din ce în ce mai mic din curentul de bază al lui Q_1 astfel că tensiunea la ieșire V_0 va crește exponențial, așa cum se arată pe figură.

3.3. Protecția la supratensiuni

În alimentatoarele stabilizate, numeroase cauze pot produce la ieșire tensiuni mult mai mari decît cele normale, ceea ce are ca efect consecințe catastrofale pentru sarcină. Se impune ca stabilizatorul de tensiune să dispună de circuite speciale de detectare și de eliminare a acestor supratensiuni imediat ce ele apar.

Cauzele care conduc la apariția de supratensiuni la ieșirea unui stabilizator pot fi multiple; cîteva din acestea sînt următoarele:

— scurtcircuitarea tranzistorului regulator (tranzistorul de comutație în cazul stabilizatorului în comutație),

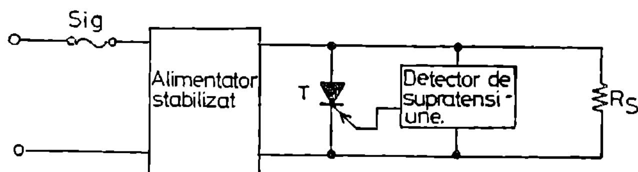


Fig. 3.18. Schema de principiu a circuitului de protecție a sarcinii stabilizatorului la supratensiuni.

— defectarea unor componente din circuitul de reacție: întreruperea rezistorului R_2 (fig. 1.3) din divizorul de tensiune de ieșire sau defectarea amplificatorului de eroare (A_1 din fig. 1.3, *a*, respectiv tranzistorul Q_2 în (fig. 2.15, 2.16 etc.).

— defectarea sursei de referință a cărei mărime poate să crească brusc pînă la valoarea tensiunii de intrare.

Circuitul cel mai utilizat pentru detectarea și protejarea sarcinii stabilizatorului contra supratensiunilor este reprezentat* schematic în fig. 3.18. În acest caz, detectorul de supratensiune comandă tiristorul *T*, pentru a scurtcircuita alimentarea. Acesta conduce fie la punerea în funcțiune a circuitului limitator de curent al stabilizatorului, fie la declanșarea releului de protecție, fie la arderea siguranței fuzibile.

În fig. 3.19, *a* se prezintă o schemă simplă de protecție la supratensiune a unui stabilizator. Considerînd că stabilizatorul alimentează un montaj de circuite TTL, caracterizat prin:

— tensiunea nominală de alimentare: 5 V,

— condițiile normale de alimentare 4,75 V . . . 5,25 V,

— tensiunea maximă de alimentare (valoare limită absolută): 7 V, va trebui ca alimentatorul stabilizat de 5 V să fie prevăzut cu un circuit detector, care să acționeze

* Circuit „crow-bar“ (engl.).

dispozitivul de protecţie la depăşirea unei tensiuni de prag prestabilite.

În fig. 3.19, *b* se prezintă grafic modul în care evoluează în timp circuitul de protecţie din fig. 3.19, *a* la supratensiune. Acţiunea de protecţie se produce într-un timp foarte scurt.

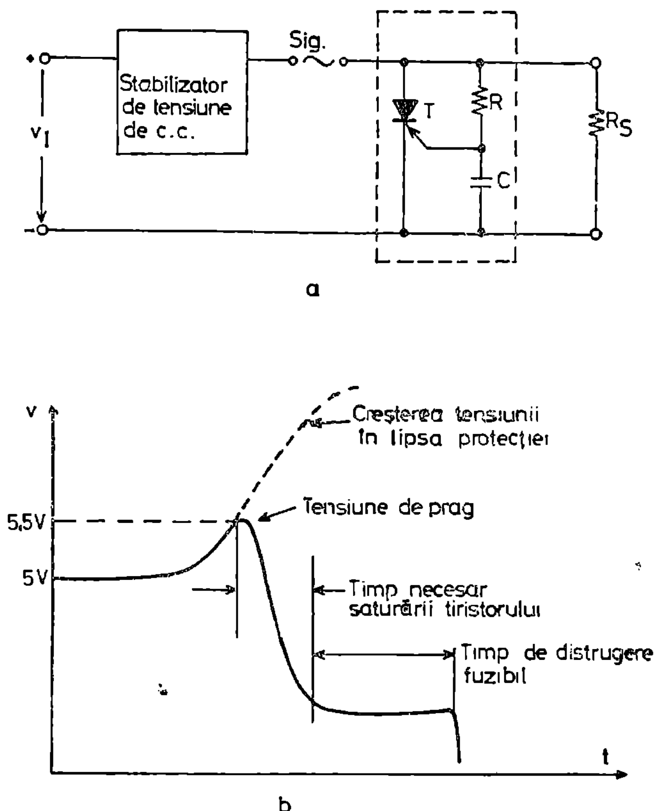


Fig. 3.19. Circuite de protecţie a unui stabilizator la supratensiuni:

a — schemă de principiu,
b — evoluţie în timp a procesului de protecţie la supratensiune.

Montajul cel mai simplu folosit pentru declanşarea protecţiei cu tiristor este cel reprezentat în fig. 3.20. Dacă $V_{AB} > V_Z + V_D$, tiristorul T va intra în conducţie şi tensiunea V_{AB} va scădea pînă la aproximativ 1 V într-un timp de 1 ... 2 μs. Condensatorul C, plasat între poartă şi masă

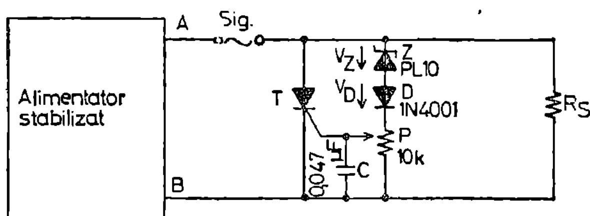


Fig. 3.20. Circuit de protecţie crow-bar cu diodă Zener pentru fixarea tensiunii de comutaţie a tiristorului.

amortizează rapiditatea de acţionare a circuitului. Cu componentele menţionate pe figură, circuitul va proteja consumatorul în cazul cînd tensiunea V_{AB} depăşeşte 11 V.

3.4. Protecţia la reducerea tensiunii

Tensiunea la bornele bateriilor de acumulare, care alimentează o anumită categorie de aparate electronice, nu trebuie să scadă sub o anumită valoare. Pentru aceasta

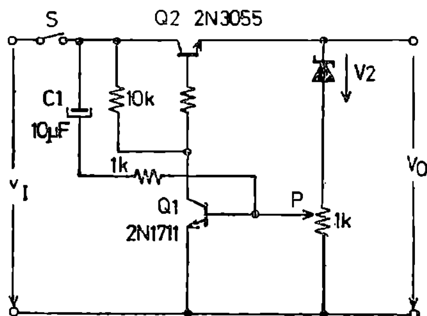


Fig. 3.21. Circuit de protecţie la scăderea tensiunii de alimentare.

este indicat ca aceste aparate să dispună de circuite capabile să întrerupă curentul și eventual să acționeze o alarmă în caz de scădere anormală a tensiunii.

În fig. 3.21 se prezintă un montaj care permite întreruperea alimentării cînd tensiunea scade sub o anumită mărime de consemn care depinde de tensiunea V_Z a diodei Zener Z și de poziția cursorului potențiometrului P.

Atîta timp cît tensiunea de alimentare este mai mare decît mărimea de consemn, dioda Zener permite trecerea unui curent suficient pentru a satura tranzistoarele Q_1, Q_2.

Cînd tensiunea de supravegheat, v_I, se micșorează sub valoarea de consemn, dioda Zener nu mai conduce provocînd blocarea tranzistoarelor Q_1, Q_2. Condensatorul C_1 se folosește pentru pornirea montajului, furnizînd curentul de bază pentru Q_1 la închiderea întreruptorului S.

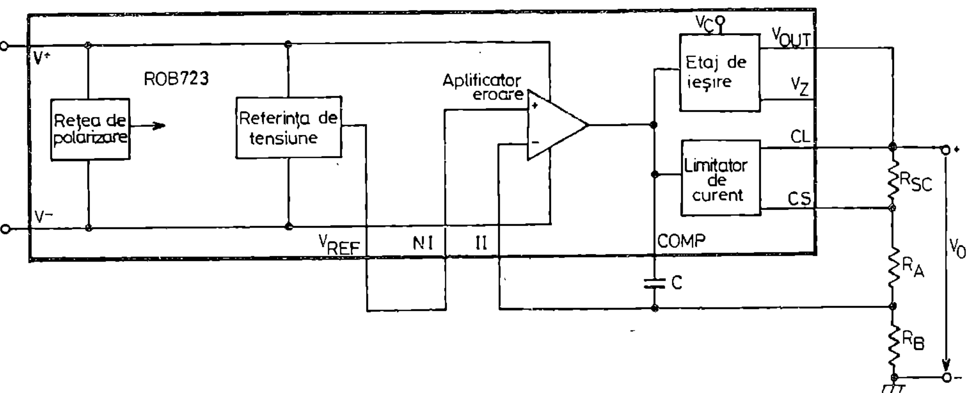
Capitolul 4

Stabilizatoare de tensiune integrate monolitice

4.1. Tehnici de circuit pentru stabilizatoarele monolitice

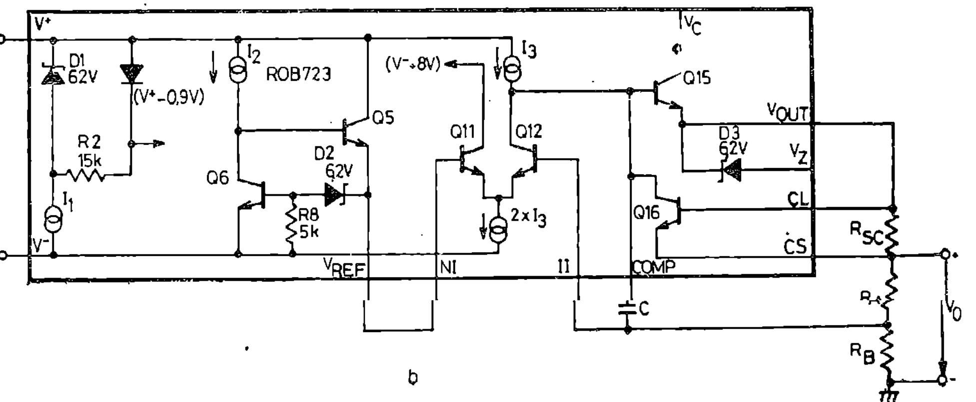
Stabilizatoarele de tensiune cu componente discrete pot fi executate cu ușurință, dar prezintă o serie de neajunsuri legate de performanțele de stabilizare și de gabaritul lor relativ mare. Imperativul miniaturizării aparaturii electronice, performanțele excelente furnizate de stabilizatoarele de tensiune integrate, scăderea continuă a costurilor ca efect al progreselor tehnologice înregistrate în fabricația circuitelor integrate, au contribuit la orientarea celor mai mulți dintre utilizatori spre acest gen de dispozitive.

Majoritatea stabilizatoarelor de tensiune continuă monolitice se construiesc pe baza unei scheme cu reglare automată de tip serie. În principiu, schema electrică nu diferă de schema clasicului stabilizator cu componente discrete. Deosebirea constă în utilizarea unor blocuri funcționale, în care se apelează la tehnici de circuit relativ mai complexe, pentru a se atinge un nivel de performanță ridicat. Pentru exemplificare, în fig. 4.1, se prezintă structura unuia dintre cele mai cunoscute stabilizatoare de tensiune continuă monolitice μA 723 (βA 723). Alăturarea schemelor bloc (*a*), de principiu (*b*) și a celei electrice (*c*), permite identificarea celor trei blocuri funcționale principale ale stabilizatorului (sursa de tensiune de referință, amplificatorul de eroare, elementul regulator serie), precum și a blocurilor cu funcționări auxiliare (de protecție, de polarizare, de pornire). Descrierea în detaliu a circuitului μA 723 se prezintă în paragraful următor.



V+
V−
ROB723
Rețea de polarizare
Referința de tensiune
Aplificator eroare
Etaj de ieșire
Limitator de curent
VC
VOUT
VZ
CL
CS
VREF
NI
II
COMP
C
RSC
RA
RB
V0

a



V+
V−
D1
62V
(V+-0,9V)
R2
15k
I1
I2
ROB723
Q5
Q6
D2
62V
R8
5k
(V−+8V)
I3
Q11
Q12
2xI3
Q15
Q16
D3
62V
VC
VOUT
VZ
CL
CS
VREF
NI
II
COMP
C
RSC
RB
V0

b

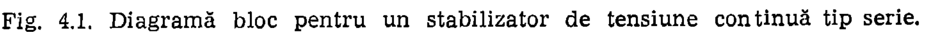


Fig. 4.1. Diagramă bloc pentru un stabilizator de tensiune continuă tip serie.

Cu toate că utilizarea unui stabilizator de tensiune continuă monolitică nu impune ca o condiție de strictă necesitate studierea structurii blocurilor funcționale interne, se consideră că o cunoaștere a tehnicilor de circuit folosite la realizarea acestora, permite o apreciere mai realistă a performanțelor și limitărilor circuitului integrat, limitări adesea trecute cu abilitate de producători în planul secund al foilor de catalog.

Revenind la schema bloc din fig. 4.1 *a*, nivelul tensiunii de ieșire se poate determina cu relația:

$$V_0 = \frac{A}{1+Af} V_{REF} \tag{4.1}$$

unde:

V_{REF} — tensiunea de referință,

A — amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului de eroare,

$f = \frac{R_B}{R_A+R_B}$ — factorul de reacție

Deoarece $A \gg 1$, relația de mai sus se poate aproxima prin:

$$V_0 = \frac{1}{f} V_{REF} = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) V_{REF} \tag{4.2}$$

Ultima relație evidențiază că nivelul tensiunii de ieșire este corelat, prin intermediul factorului de reacție, cu nivelul tensiunii de referință. Un raport V_0/V_{REF} mare implică creșterea rezistenței R_A și reducerea factorului de reacție f. În consecință, variațiile tensiunii de referință se regăsesc amplificate la ieșire $\left(\text{raportul } \frac{1}{f} \text{ crește}\right)$ Suplimentar, precizia absolută cu care se poate controla tehnologic nivelul tensiunii de ieșire se reduce.

Din cele expuse se deduce că raportul V_0/V_{REF} trebuie limitat superior (la stabilizatoarele monolitice de tensiune fixă V_0/V_{REF} este de maximum 5). Totodată, se pune în evidență necesitatea ca nivelul tensiunii de referință să fie practic independent de variațiile tensiunii de intrare și ale temperaturii.

Stabilizarea de sarcină se poate aprecia prin expresia:

$$K_L = \frac{r_{oa}+r_\pi}{\beta A} \cdot \frac{\Delta I_0}{V_{REF}} \cdot 100\% \qquad (4.3)$$

unde: β, r_π — parametri electrici ai tranzistorului serie;

r_{oa} — rezistența de ieșire a amplificatorului de eroare;

ΔI_0 — variația curentului de ieșire.

De aici, rezultă faptul că pentru a îmbunătăți stabilizarea de sarcină este nevoie să se mărească semnificativ amplificarea cu buclă deschisă (A) și cîștigul în curent (β) al tranzistorului regulator serie. În stabilizatoarele de tensiune continuă monolitice se utilizează amplificări în buclă deschisă de ordinul zecilor de mii, iar pentru elementul regulator serie se recurge la conexiuni Darlington.

4.1.1. Surse de tensiune de referință

Datorită influenței directe asupra nivelului tensiunii de ieșire, asupra coeficientului de temperatură al acesteia și asupra stabilizării de intrare, sursa de tensiune de referință se consideră cel mai important bloc funcțional din stabilizator. Tensiunea de referință trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— stabilitate la variația tensiunii de intrare,

— stabilitate la variația temperaturii,

— reproductibilitate tehnologică a valorii nominale în limite strînse de la un dispozitiv la altul,

— stabilitate în timp,

— componentă de zgomot redus.

Schemele electrice ale surselor de tensiune de referință din stabilizatoarele integrate monolitice se realizează utilizînd fie diode Zener, fie combinații de tensiuni bază-emitor înseriate cu diferența dintre tensiunile bază-emitor a două tranzistoare, care funcționează la densități de curent de emitor diferite, multiplicată printr-un factor (tip bandă interzisă*).

---

* Band-gap reference (engl.).

Referințe cu diode Zener

În circuitele integrate diodele Zener se obțin în mod uzual prin polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor a unui tranzistor NPN (fig. 4.2).

La un curent de polarizare dat I_Z=100...200 μA, valoarea nominală a tensiunii Zener (V_Z) este de 6,2...7 V

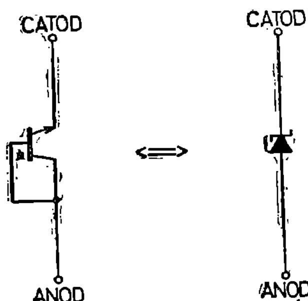


Fig. 4.2. Tranzitor NPN în conexiune tip diodă Zener.

coeficientul său de temperatură este pozitiv (+2,2... +3 mV/°C) și depinde de mărimea tensiunii Zener. Coeficientul de temperatură al tensiunii bază-emitor (V_{BE}) al tranzistoarelor NPN este negativ (—2,1...—1,5) mV/°C și depinde de nivelul curentului de emitor care străbate joncțiunea.

În principiu, rezultă că prin însumarea unei tensiuni Zener cu o tensiune V_{BE} se obține o sursă de tensiune de referință relativ compensată termic.

Sursele de tensiune de referință integrate se proiectează astfel încît coeficientul de temperatură al tensiunii de referință să fie practic nul.

Fig. 4.3. prezintă schema de principiu utilizată pentru sursa de tensiune de referință a stabilizatoarelor de tensiune continuă ROB 305 (ICCE), LM 100 (National Semiconductor), L00 5 (S.G.S.) etc.

Dioda Zener se polarizează prin generatorul de curent I_Z. Valoarea mare a rezistenței de ieșire din generator, raportată la valoarea redusă a rezistenței dinamice a diodei Zener asigură o bună stabilizare de intrare. Înserierea diodei Zener cu un lanț de diode polarizate direct asigură compensarea termică a tensiunii de referință. Potențialul

în nodul M prezintă un coeficient de temperatură pozitiv, pe cînd potențialul în nodul N prezintă unul negativ. Ca urmare, pe rezistorul R_m+R_n există un punct al cărui potențial, V_{REF}, va prezenta un coeficient de temperatură teoretic nul.

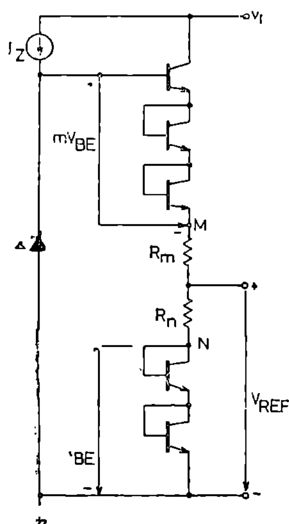


Fig. 4.3. Sursă de tensiune de referință cu diodă Zener.

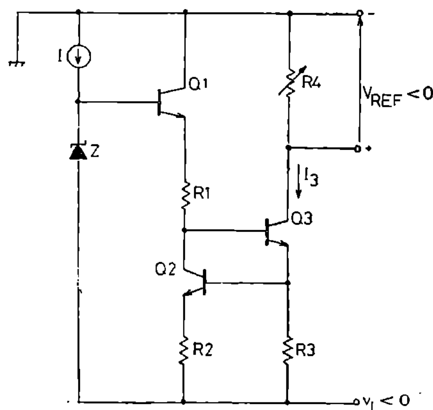


Fig. 4.4. Sursă de tensiune de referință negativă.

Notînd cu m, n, numărul diodelor, se poate scrie:

$$V_{REF}=[V_Z-(m+n)V_{BE}]\frac{R_n}{R_m+R_n}+nV_{BE} \tag{4.4}$$

Presupunînd coeficienți de temperatură egali pentru rezistențele R_m și R_n, din condiția de coeficient de temperatură nul a tensiunii V_{REF} se determină raportul:

$$\frac{R_m}{R_n}=\frac{m+k}{n} \tag{4.5}$$

unde:

$$k=-\left(\frac{\Delta V_Z}{\Delta T}\right):\left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}\right) \tag{4.6}$$

În aceste condiții:

$$V_{REF}=\frac{V_Z+kV_{BE}}{1+\frac{m+k}{n}} \tag{4.7}$$

Valoarea tensiunii de referință care se obține este mai mică decît tensiunea Zener (de obicei $V_{REF}<2$ V).

Schema electrică din fig. 4.4, asigură nivele de tensiune de referință negative, începînd de la cîteva zeci de milivolți. Ea se utilizează în stabilizatorul ROB 304.

Dioda Zener, polarizată prin generatorul de curent constant I asigură o tensiune prestabilizată pentru alimentarea generatorului de curent constant alcătuit din tranzistoarele Q_2, Q_3 și rezistoarele R_1, R_2, R_3. Curentul constant I_3 (insensibil la variația tensiunii de intrare) produce pe rezistorul R_4 o cădere de tensiune proporțională cu valoarea rezistenței.

$$V_{REF}=-I_3R_4 \tag{4.8}$$

Mărimea curentului I_3 se determină cu relația:

$$I_3=\frac{1}{R_3}\cdot\frac{V_Z-V_{BE1}-V_{BE2}-V_{BE3}+\lambda V_{BE2}}{1+\lambda} \tag{4.9}$$

unde:

$$\lambda=R_1/R_2 \tag{4.10}$$

Creșterea tensiunii $V_Z-V_{BE1}-V_{BE2}-V_{BE3}$ cu temperatura se compensează prin scăderea de tensiune furnizată de V_{BE2}. Printr-o dimensionare corespunzătoare a rezistențelor R_1, R_2, R_3 se pot controla coeficienții de temperatură ai tensiunilor bază-emitor, astfel încît variația cu temperatura a curentului I_3 să fie teoretic nulă. Ca urmare, oricare ar fi nivelul tensiunii de referință fixat prin rezistorul R_4, compensarea sa teoretică este asigurată.

Cele două surse de tensiune de referință descrise prezintă, o rezistență de ieșire de ordinul kΩ, valoare care nu permite curentului furnizat la ieșire să înregistreze variații mai mari de cîteva zeci de microamperi. Deficiența se înlătură prin introducerea diodei Zener în bucla de reacție a unui amplificator (fig. 4.5).

Amplificatorul este alcătuit din tranzistorul Q_1, care are în colector generatorul de curent I (sarcină activă). Repetorul pe emitor Q_2 separă etajul amplificator de variațiile curentului de ieșire și asigură reducerea rezistenței de ieșire din sursa de tensiune de referință de β_2 ori.

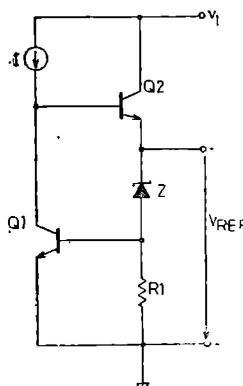


Fig. 4.5. Sursă de tensiune de referință cu reacție paralel-paralel.

Rezistorul R_1 polarizează, la un curent constant, dioda Zener. Evitarea intrării în oscilație la frecvențe înalte (datorită valorii mari a amplificării) necesită introducerea unei rețele de compensare în frecvență, care nu a fost desenată pentru a nu complica figura.

Tensiunea de referință care se obține este mai mare decît tensiunea Zener:

$$V_{REF}=V_Z+V_{BE1} \qquad (4.11)$$

Coeficientul de temperatură al tensiunii V_{BE1} se controlează prin mărimea curentului furnizat de generatorul I. Pentru a anula variația cu temperatura a tensiunii de referință se impune echilibrarea coeficienților de temperatură ai diodei Zener și ai tensiunii V_{BE}. Aceasta se obține folosind o diodă Zener integrată cu tensiunea de circa 6,2 V și alegînd un curent I de ordinul zecilor de microamperi.

Concepția de schemă din fig. 4.5 se utilizează în stabilizatoarele de tensiune continuă μA 723, MC 1468 etc.

Tehnica de realizare monolitică a diodei Zener face ca schemele analizate să prezinte o serie de deficiențe. Deoarece străpungerea se produce în apropierea interfeței Si-SiO_2 (vezi fig. 4.6, *a*), fenomenele de suprafață conduc la tensiuni de zgomot relativ mari și la deteriorarea stabili-

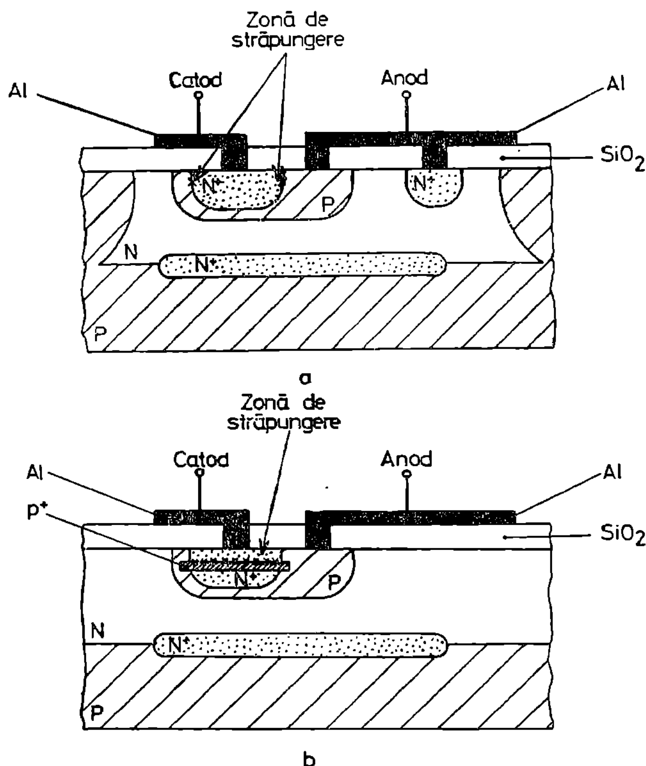


Fig. 4.6. Secțiune prin diodă Zener:
a — diodă Zener simulată prin tranzistor,
b — diodă Zener îngropată.

tății în funcționare pe termen lung. În plus, dispersia mare cu care se obține tensiunea Zener nu permite controlul tehnologic în limite strînse al tensiunii de referință.

Deficiențele semnalate s-au eliminat prin schimbarea tehnicii de realizare monolitică a diodei Zener (fig. 4.6 *b*).

într-o zonă de tip P slab dopată, se realizează sub interfaţa Si—SiO_2, prin implantare ionică un strat de tip P de concentraţie mare. Difuzia de tip N^+ este difuzia de emitor a tranzistoarelor NPN. Acest tip de diodă este cunoscut în literatura de specialitate sub numele de diodă Zener îngropată.

Străpungerea prin avalanşă se produce la interfaţa N^+P^+ (unde gradientul de concentraţie este maxim), zonă imună la efectele generate de suprafaţă (interfaţa Si—SiO_2). Efectul direct constă în ameliorarea substanţială a stabilităţii pe termen lung şi în reducerea zgomotului. Graţie implantării ionice reproductibilitatea tensiunii Zener este mult mai bună.

Trebuie menţionat faptul că dioda Zener îngropată fiind inventată după 1972 nu s-a folosit în construcţia stabilizatoarelor de tensiune continuă monolitice uzuale, ci numai în referinţe de tensiune (exemplu LM 199 — National Semiconductor).

Referinţe de tip „bandă interzisă"

În stabilizatoarele de tensiune fixă, obţinerea tensiunii de ieşire cu o dispersie rezonabilă a constituit o problemă tehnologică delicată. Sursele de tensiune de referinţă realizate cu diode Zener s-au dovedit inadecvate, deoarece dispersia mare a valorii nominale a tensiunii Zener contribuia la o diminuare inacceptabilă a randamentului pe plachetă (procentul de cipuri cu circuite integrate bune din numărul total de cipuri existent pe o plachetă).

În consecinţă, s-a apelat la alte tehnici de circuit, la care tensiunea de referinţă să depindă de parametrii electrici uşor reproductibili. Un astfel de parametru este tensiunea joncţiunii bază-emitor polarizată direct la curent constant. Deoarece tensiunea bază-emitor are coeficientul de temperatură negativ, pentru compensarea termică ea trebuie însumată cu o tensiune, cu un coeficient de temperatură pozitiv; această tensiune este dată de diferenţa dintre tensiunile bază-emitor (ΔV_{BE}), a două tranzistoare care funcţionează la densităţi de curent diferite. Diferenţa de tensiune ΔV_{BE} se multiplică înainte de înserierea cu tensiunea V_{BE}, pentru a se putea realiza o echilibrare perfectă a coeficienţilor de temperatură.

Schema electrică a sursei de tensiune de referință a cărei idee de funcționare a fost descrisă mai sus, cunoscută sub numele de referință tip bandă interzisă se prezintă în fig. 4.7. Deoarece această referință se bazează pe tensiunea directă bază-emitor, pe generatoare de curent

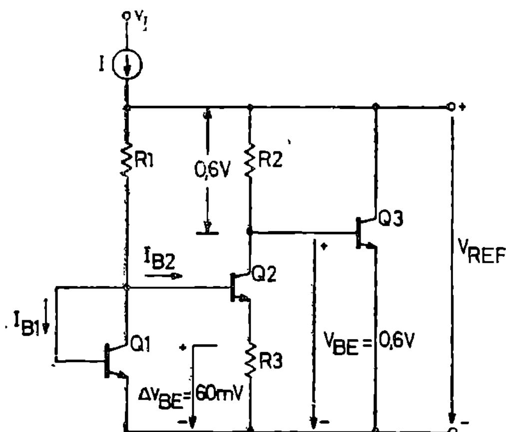


Fig. 4.7. Sursă de tensiune de referință tip bandă interzisă, pentru tensiuni de ieșire mici.

constant și pe rapoarte de rezistențe, se obține o bună reproductibilitate tehnologică.

Pentru o mai bună înțelegere a funcționării unei surse de tensiune de referință tip bandă interzisă, în cele ce urmează se recurge la cîteva relații matematice.

Tensiunea bază-emitor constituie unul dintre cei mai predictibili parametri electrici ai tranzistoarelor bipolare. Cunoscînd valoarea sa, V_{BE0}, măsurată la un curent de colector I_{C0} și o temperatură a joncțiunii T_0, i se poate determina valoarea în orice condiții de curent de colector (I_C) și de temperatură a joncțiunii (T) prin relația:

$$V_{BE}=\frac{E_{G0}}{q}\left(1-\frac{T}{T_0}\right)+V_{BE0}\frac{T}{T_0}+(n-4)\frac{kT}{q}\ln\frac{T_0}{T}+$$

$$+\frac{kT}{q}\ln\frac{I_C}{I_0} \qquad (4.12)$$

unde: E_{G0} reprezintă banda de energii interzise a siliciului la 0°K*,

q — sarcina electronului,

k — constanta lui Boltzman,

T, T_0 — temperaturi ale joncțiunii, exprimate în °K.

Pentru densități de curent diferite J_1 J_2, prin joncțiunile bază emitor ale tranzistoarelor Q_1, Q_2, identice sub aspectul geometriei, al profilului de impurități și al temperaturii, se obține o diferență de tensiune egală cu:

$$\Delta V_{BE}=V_{BE1}-V_{BE2}=\frac{kT}{q}\ln\frac{J_1}{J_2} \quad (4.13)$$

Dacă $R_1>R_2$, atunci $J_1>J_2$ și tensiunea ΔV_{BE} are un coeficient de temperatură pozitiv. Tensiunea ΔV_{BE} poate avea valori între 50 ... 100 mV. Coeficientul său de temperatură ia valori între +0,16 ... +0,32 mV/°K și este proporțional cu V_{BE}. Pentru a compensa o tensiune V_{BE} (650 mV) al cărui coeficient de temperatură este de circa —2 mV/°C apare evidentă necesitatea amplificării tensiunii ΔV_{BE}. Pentru circuitul din fig. 4.7 se obține (R_2/R_3) ΔV_{BE}. Absența diodei Zener și faptul că amplificatorul tensiunii V_{BE} face parte chiar din sursa de tensiune de referință reduce foarte mult tensiunea de zgomot.

Înscrierea tensiunii $\frac{R_2}{R_3}\Delta V_{BE}$ cu tensiunea V_{BE3} produce o tensiune care se poate compensa termic:

$$V_{REF}=\frac{E_{G0}}{q}\left(1-\frac{T}{T_0}\right)+V_{BE0}\frac{T}{T_0}+$$

$$+\frac{R_2}{R_3}\frac{kT}{q}\ln\frac{J_1}{J_2}\ ^{**} \quad (4.14)$$

În domeniul temperaturii de funcționare a circuitelor integrate, variația cu temperatura a lățimii benzii de ener-

---

* Măsurări experimentale de precizie, recente, au arătat că $E_{G0}=1{,}185$ eV și $n=1$ pentru tranzistoarele NPN, respectiv $E_{G0}=1{,}205$ eV și $n=2$ pentru tranzistoarele PNP verticale și laterale; diferența de lățime a benzii de energii interzise apare ca urmare a unor modificări survenite în rețeaua cristalină datorită dopajului diferit [30].

** Contribuția ultimilor doi termeni din expresia (4.12) este neglijabilă.

gie interzise a siliciului ($2{,}4\times10^{-4}$ eV/°K), este neglijabilă. Condiția de coeficient de temperatură nul al tensiunii V_{REF}, aplicată ultimei relații, conduce la egalitatea:

$$\frac{E_{G0}}{q}=V_{BE0}+\frac{R_2}{R_3}\frac{kT_0}{q}\ln\frac{J_1}{J_2} \qquad (4.15)$$

Rezultă că dimensionînd corespunzător rapoartele R_2/R_3 și J_1/J_2 se poate obține pentru V_{REF} un coeficient de temperatură teoretic nul. După cum se deduce, dimensionarea acestor rapoarte, deci și funcționarea întregului bloc, este strict legată de lățimea benzii de energii interzise a materialului semiconductor. Din acest motiv, sursele de tensiune de referință construite pe principiul descris mai sus poartă numele de „tip bandă interzisă".

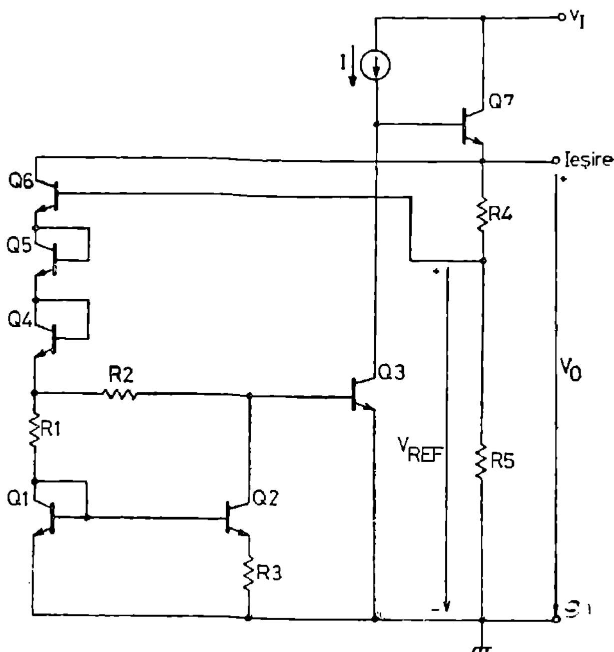


Fig. 4.8. Sursă de tensiune de referință tip bandă interzisă pentru tensiuni de ieșire mari.

Varianta de schemă descrisă furnizează o tensiune de referință de aproximativ 1,2 V, valoare improprie pentru a obține la ieșirea stabilizatorului tensiuni mai mari de 6V. O modalitate de creștere a tensiunii unei referințe de tip bandă interzisă se prezintă în fig. 4.8.

Păstrînd ipoteza egalității ariilor de emitor, pentru tranzistoarele Q_1 și Q_2, tensiunea de referință se poate aproxima prin expresia:

$$V_{REF}=V_{BE3}+V_{BE4}+V_{BE5}+V_{BE6}+ + \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{kT}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad 4.16)$$

Tensiunea de referință se multiplică la ieșirea din stabilizator prin factorul $1+R_4/R_5$. Această variantă de schemă se utilizează în seria de stabilizatoare monolitice 7800 (Fairchild).

Fig. 4.9, prezintă alte două modalități de realizare a unor surse de tensiune de referință tip bandă interzisă.

În circuitele integrate, obținerea unui raport între densitățile de curent prin joncțiunile emitor-bază a două tranzistoare se realizează ușor forțînd funcționarea tranzistoarelor la curenți egali și dimensionînd corespunzător raportul ariilor de emitor. Acest artificiu de proiectare se aplică în schema din fig. 4.9, *b*), pentru care se poate scrie:

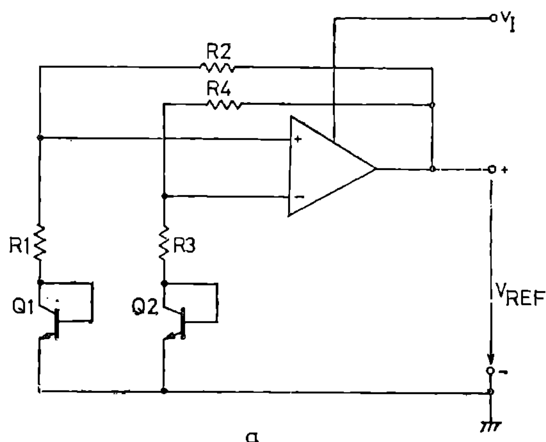
$$V_{REF}=V_{BE2}+\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{kT}{q}\left(1+\frac{A4}{A3}\right)\ln\left(\frac{A1}{A2} \cdot \frac{A4}{A3}\right) \quad (4.17)$$

unde: A_i este aria de emitor a tranzistorului Q_i.

Sursele de tensiune de referință tip bandă interzisă realizate în tehnologii de tip MOS nu au cunoscut o răspîndire comercială suficientă pentru a se justifica o descriere detaliată a funcționării lor. Cu titlu informativ, se remarcă utilizarea pentru generarea componentei de tensiune V_x cu coeficient de temperatură pozitiv, a unor tranzistoare MOS, care funcționează în regim de inversie incipientă (fig. 4.10).

În acest regim, caracteristica curent de drenă funcție de tensiunea poartă-sursă a tranzistorului MOS cu canal n poate fi considerată ca echivalentă cu caracteristica cu-

rent de colector funcție de tensiunea bază-emitor a tranzistorului bipolar. Controlul asupra mărimii tensiunii cu coeficient pozitiv se obține prin alegerea corespunzătoare



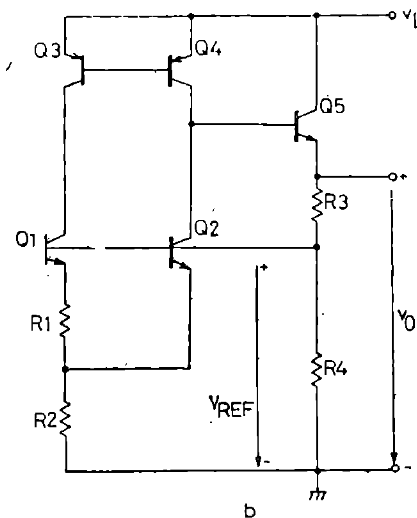
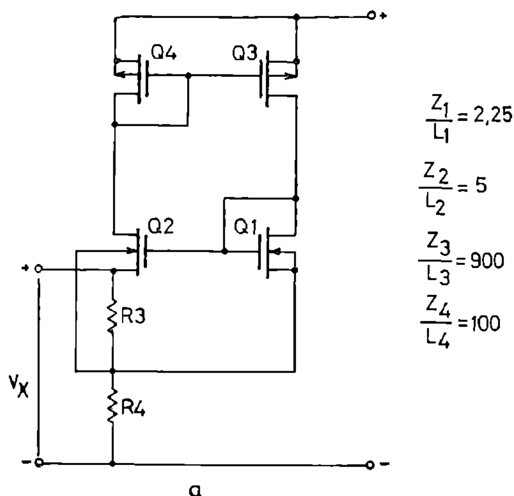


Fig. 4.9. Variante de realizare a surselor de tensiune de referință tip bandă interzisă.

a rapoartelor Z/L (Z şi L reprezintă lăţimea, respectiv lungimea canalului) pentru tranzistoarele MOS şi a raportului R_3/R_4.



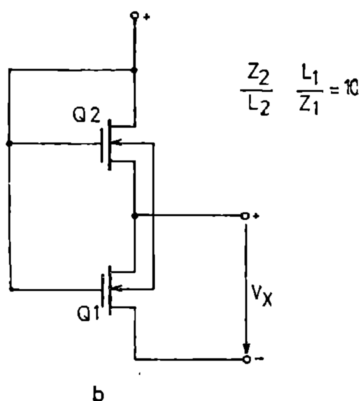


Fig. 4.10. Modalităţi de furnizare a unei tensiuni cu coeficient de temperatură pozitiv în tehnologia CMOS.

4.1.2. Amplificator de eroare

În alcătuirea amplificatorului de eroare intră unul sau două etaje diferențiale de amplificare. De obicei, rezistențele de sarcină din aceste etaje se înlocuiesc prin generatoare de curent, realizate cu tranzistoare, în scopul creșterii amplificării și al economisirii de arie pe cip.

Deoarece stabilizările de intrare și de sarcină sînt direct afectate de mărimea amplificării de tensiune în buclă deschisă, creșterea acesteia constituie scopul principal în proiectarea amplificatorului de eroare; în afara acestei caracteristici se impune ca:

— tensiunea și curentul de decalaj la intrare să aibă valori cît mai mici (mV, respectiv μA),

— coeficientul de rejecție la intrare a tensiunii de alimentare cît mai mare,

— stabilitate în frecvență,

— rezistență dinamică de ieșire cît mai mică.

Intrarea în oscilație la frecvențe ridicate a amplificatorului se evită prin compensare în frecvență; majoritatea stabilizatoarelor de tensiune continuă conțin rețeaua de compensare implementată (integrată) în cip. Există însă și tipuri de stabilizatoare, așa cum se va arăta, la care această posibilitate este lăsată la îndemîna utilizatorului. De menționat că o compensare prin reducerea exagerată a benzii de frecvență este neindicată, deoarece conduce la creșterea impedanței de ieșire a stabilizatorului la frecvențe înalte.

4.1.3. Element regulator serie

Elementul regulator serie (fig. 4.11) realizează următoarele funcții:

— readuce tensiunea de ieșire la nivelul specificat sub controlul buclei de reacție a amplificatorului de eroare,

— furnizează curentul de ieșire,

— reduce sau blochează curentul de ieșire la comanda circuitelor de protecție,

— contribuie la reducerea rezistenței de ieșire a stabilizatorului.

Componenta principală a elementului regulator serie o constituie tranzistorul Q_S, pentru care se adoptă de obicei o configurație Darlington; la stabilizatoarele de tensi-

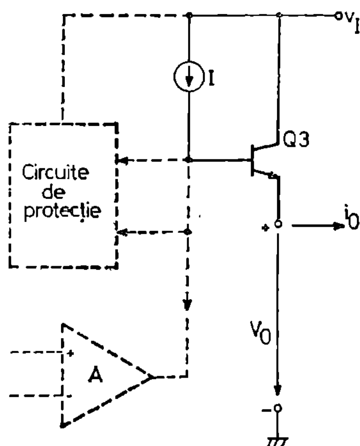


Fig. 4.11. Element regulator serie.

une continuă de putere aria sa ocupă peste 60% din aria întregului cip. Funcționînd în montaj repetor pe emitor, tranzistorul serie Q_S reduce de β ori rezistența de ieșire a stabilizatorului.

Polarizarea bazei tranzistorului Q_S printr-un generator de curent constant I, permite tensiunii de ieșire să ia valori într-un domeniu relativ larg. Comanda tranzistorului serie se efectuează prin deturnarea parțială sau totală a curentului I.

4.1.4. Circuite de protecție

Cea mai mare parte din puterea consumată de stabilizator se disipă pe tranzistorul serie. Scurt-circuitarea accidentală a ieșirii la masă conduce la creșterea curentului de ieșire și, corespunzător, la o disipație de putere suplimentară. Evacuarea căldurii rezultate este limitată de per-

formanțele termice ale capsulei. Temperatura cipului poate crește excesiv conducînd la distrugerea circuitului integrat. Ca urmare se impune protejarea stabilizatorului la:

— depășirea unei temperaturi limită pe cip (joncțiune);

— creșterea peste o anumită limită a curentului de ieșire;

— depășirea unei puteri disipate limită pe tranzistorul serie.

Realizarea pe același cip cu stabilizatorul a circuitelor de protecție la acțiunea factorilor distructivi enumerați a îmbunătățit considerabil fiabilitatea circuitelor integrate din această clasă.

Protecție termică

Modalitatea cea mai răspîndită de protejare termică a stabilizatorului de tensiune continuă este ilustrată în fig. 4.12.

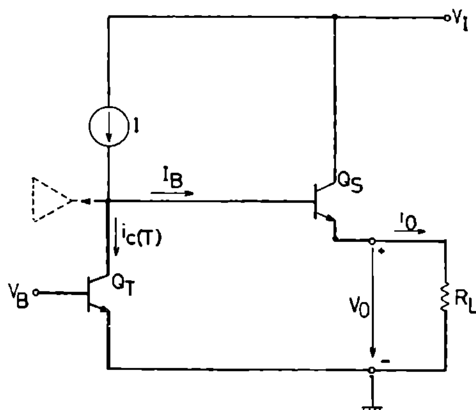


Fig. 4.12. Circuit de protecție termică.

Drept senzor termic se folosește joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_T, plasată pe cip în vecinătatea tranzistorului serie Q_S, care constituie principala sursă de căldură. Baza tranzistorului Q_T se prepolarizează la o tensiune V_B=300—400 mV. La o temperatură a joncțiunii de

25°C, curentul de colector al tranzistorului Q_T este mai mic cu circa 4 ordine de mărime față de curentul I debitat de generator. În aceste condiții se poate admite că tranzistorul Q_T este practic blocat. Considerînd curentul generatorului I și potențialul V_B independente de temperatură, curentul I_B de polarizare a bazei tranzistorului serie scade odată cu creșterea temperaturii T după o lege de tip exponențial.

$$i_{B(T)}=I-I_0aT^{n-4}\exp\left(-\frac{b}{T}\right) \qquad (4.18)$$

unde I_0 este curentul de colector al tranzistorului senzor Q_T la $T=298°K$; a, b, n sînt constante care depind de material, proces tehnologic și de geometria tranzistorului Q_T.

În momentul în care temperatura joncțiunii atinge valoarea maxim admisă T_M, curentul i_B atinge o valoare suficient de mică pentru a întrerupe practic disipația de putere, prin tăierea curentului de ieșire. Introducerea unui hysterezis elimină pericolul oscilațiilor termice în jurul temperaturii T_M. Cea mai simplă metodă de producere a hysteresisului constă în creșterea tensiunii de polarizare V_B cu cîteva zeci de mV, la $T=T_M$. Tranzistorul serie va rămîne blocat pînă la scăderea temperaturii cu circa 20—30°C sub valoarea maxim admisă T_M.

Amplasarea pe cip a tranzistorului senzor Q_T și a componentelor din circuitul care îi furnizează tensiunea de prepolarizare, în raport cu tranzistorul serie, joacă un rol important în asigurarea hysteresisului termic.

Limitare de curent la ieșire

Protejarea stabilizatorului la scurt circuit la ieșire sau la suprasarcină se realizează prin limitarea curentului de ieșire. Cel mai simplu limitator de curent se prezintă în fig. 4.13.

La nivele mici și medii ale curentului de ieșire, căderea de tensiune pe rezistorul R_{SC} este insuficientă pentru a deschide tranzistorul de limitare Q_L. Creșterea curentului de ieșire va determina atingerea pe rezistorul R_{SC} a tensiunii de deschidere a tranzistorului Q_L. Din acest mo-

ment, o parte din curentul de polarizare a bazei tranzistorului serie Q_S va fi deturnată prin colectorul lui Q_L și, în consecință, curentul de ieșire se va limita la valoarea I_{OM} care a comandat deschiderea tranzistorului de limitare.

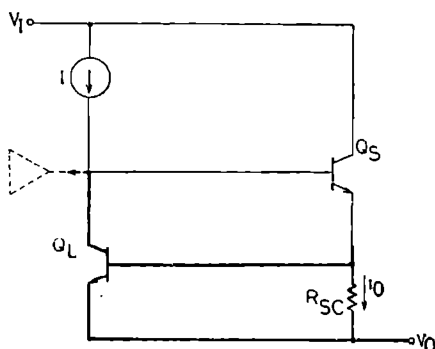


Fig. 4.13. Circuit de limitare a curentului de ieșire.

$$I_{OM}=\frac{V_{BEL}}{R_{SC}} \tag{4.19}$$

Modul de conectare a tranzistorului de sesizare a limitării conduce la o serie de deficiențe. Valoarea minimă a diferenței de tensiune intrare-ieșire se mărește cu V_{BE}, ceea ce crește puterea disipată intern. Rezistența R_{SC} necesară limitării curentului de ieșire la circa 100 mA prezintă valori de 6—7 Ω. Avînd în vedere că această rezistență contribuie la creșterea rezistenței de ieșire a stabilizatorului, apare evidentă o deteriorare a stabilizării de sarcină. Sub aspect termic, limita de curent I_{OM} este dependentă de temperatură.

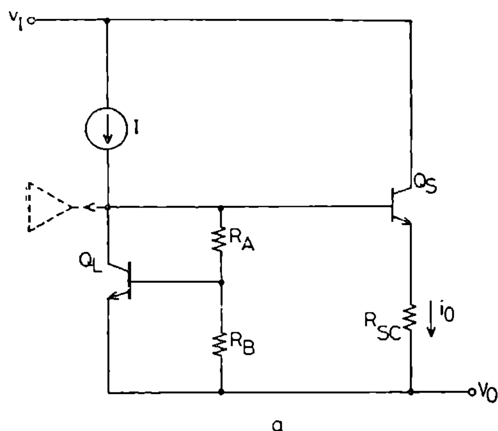
Primele două deficiențe enumerate se pot atenua prin reducerea căderii de tensiune pe R_{SC} necesară deschiderii tranzistorului Q_L (fig. 4.14).

În condiții de curent de ieșire redus, prin divizorul rezistiv R_A, R_B se prepolarizează joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_L la 400 mV. Astfel căderea de tensiune pe rezistorul R_{SC} necesară deschiderii tranzistorului de limitare se reduce la 0,3 V_{BEL}. Pentru schema din fig. 4.14, a

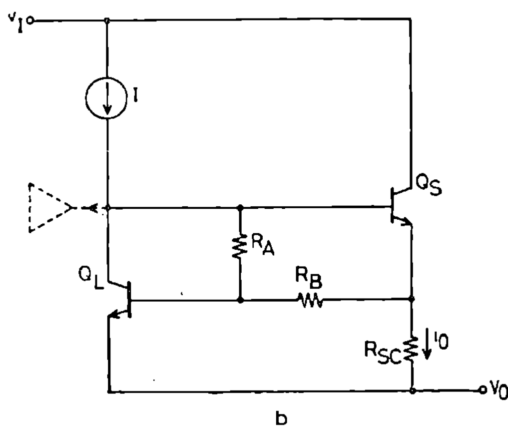
valoarea curentului maxim de ieşire se determină cu relaţia:

$$I_{OM}=\frac{1}{R_{SC}}\left[\left(1+\frac{R_A}{R_B}\right)V_{BEL}-V_{BE}\right] \qquad (4.20)$$

unde V_{BE} este tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_S.



a



b

Fig. 4.14. Limitator de curent cu R_{SC} redusă.

Se remarcă reducerea dependenței de temperatură a curentului maxim de ieșire, deoarece raportul R_A/R_B este subunitar.

Pentru limitatorul de curent din fig. 4.14, *b* curentul maxim de ieșire este dat în relația:

$$I_{OM}=\frac{1}{R_{SC}}\left(V_{BEL}-\frac{R_B}{R_A+R_B}V_{BE}\right) \quad (4.21)$$

În funcție de coeficienții de temperatură ai tensiunilor V_{BEL} și V_{BE}, prin dimensionarea corespunzătoare a raportului R_A/R_B, se poate obține fie reducerea coeficientului de temperatură al curentului maxim de ieșire, fie tăierea curentului de ieșire în momentul în care temperatura pe joncțiune atinge o valoare critică. Deși schema poate comprima două tipuri de protecție (la scurtcircuit și termică) nu a cunoscut o răspîndire prea largă.

Dependența de temperatură a limitei de curent de ieșire se elimină complet în schema din fig. 4.15, *a*. Funcționarea acesteia se înțelege mai ușor urmărindu-se varianta de schemă simplificată (fig. 4.15, *b*).

Generatorul de curent constant *I*, polarizează baza tranzistorului Q_2. Curentul de emitor debitat de Q_2 se divide în două componente principale:

— i_{BS} — polarizează baza tranzistorului serie Q_S;

— i_R — comandă deschiderea primului tranzistor limitator Q_1.

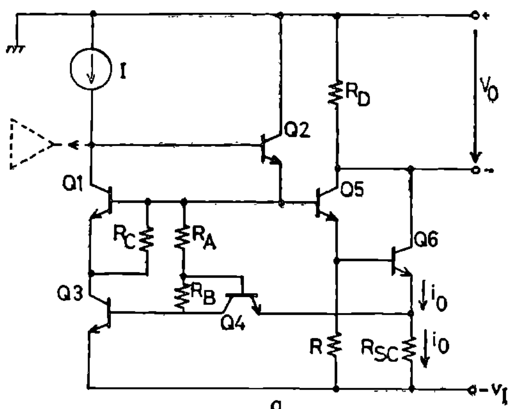
Cînd curentul absorbit de generatorul I_3 este nul, $i_R=0$, Q_1 este blocat. Întreg curentul debitat de Q_2 contribuie la creșterea curentului de ieșire i_0. Tensiunea de sesizare a nivelului maxim admis pentru curentul i_0 se culege pe rezistorul R_{SC} și comandă creșterea curentului absorbit de generatorul i_3. Ca urmare, are loc o reducere a curentului i_{BS} pe două căi:

— prin creșterea componentei i_R;

— prin limitarea curentului debitat de Q_2, deoarece deschizîndu-se tranzistorul Q_1, o parte din curentul furnizat de generatorul *I* se va deturna.

În consecință, se va ajunge la o limită maximă a curentului i_{BS} și corespunzător a curentului de ieșire.

Revenind la schema completă a limitatorului, se observă că generatorul de curent i_3 se realizează cu tranzistorul Q_3. Comanda sa se efectuează prin comutatorul Q_4. La nivele reduse ale curentului de ieșire, divizorul rezistiv R_A, R_B saturează tranzistorul Q_4, ceea ce asigură blo-



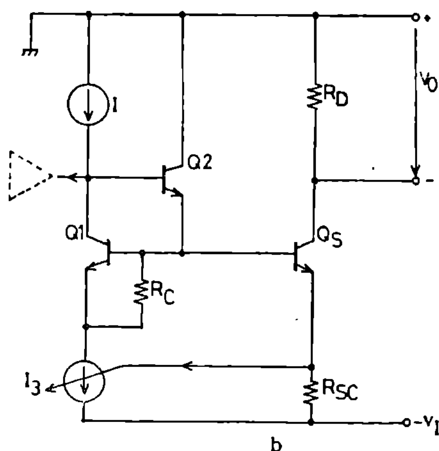


Fig. 4.15. Limitator de curent cu compensare termică:
a — schemă electrică completă; *b* — schemă electrică simplificată.

carea tranzistorului Q_3. Creșterea curentului prin rezistorul R_{SC} produce o creștere a tensiunii V_{BE3}, tensiunea V_{BE4} se reduce, potențialul colectorului Q_4 crește, tranzistorul Q_3 se deschide și absoarbe un curent i_3 din ce în ce mai mare. Se poate ajunge la saturarea puternică a tranzistorului Q_3 și blocarea lui Q_4.

Valoarea maximă a curentului de ieșire se poate aproxima prin relația:

$$I_{OM}=\frac{1}{R_{SC}}\left[(V_{BE3}-V_{BE4})+\frac{R_B}{R_A}(V_{BE5}+V_{BE6}-V_{BE3})\right] \quad (4.22)$$

Alegînd corespunzător raportul ariilor de emitor pentru tranzistoarele Q_3 și Q_4, primul termen din paranteza dreaptă va furniza o tensiune cu coeficient de temperatură pozitiv. Cel de-al doilea termen prezintă o tensiune cu coeficient de temperatură negativ (în jur de —2 mV/°C), care se poate atenua prin raportul R_A/R_B astfel ca valoarea curentului I_{OM} să fie teoretic independentă de temperatură.

Acest tip de limitator de curent se utilizează în stabilizatoarele de tensiune continuă din seria 7900 (Fairchild) și la cele de uz general cu trei terminale produse de firma National Semiconductor.

Limitare de putere disipată intern

Puterea consumată de circuitul de stabilizare reprezintă o fracțiune relativ neglijabilă în comparație cu puterea disipată pe tranzistorul serie. Tensiunea colector-emitor a tranzistorului serie este aproximativ diferența de tensiune intrare-ieșire. În aceste condiții, planul caracteristicii $I_C(V_{CE})$ pentru tranzistorul serie, devine echivalent cu planul caracteristicii $I_0(v_I—V_0)$ pentru stabilizator. Limita de putere maxim admisă a capsulei împarte planul amintit prin hiperbola:

$$i_0=\frac{P_{DM}}{v_I-V_0} \quad (4.23)$$

în două zone (fig. 4.16).

Cît timp punctul static de funcționare al tranzistorului serie se află în zona de sub curba $P_{D\,Max}$, capsula este capabilă să elimine căldura produsă prin disipația de putere internă. De obicei această zonă cuprinde și aria de siguranță* a tranzistorului. A proteja stabilizatorul la depăși-

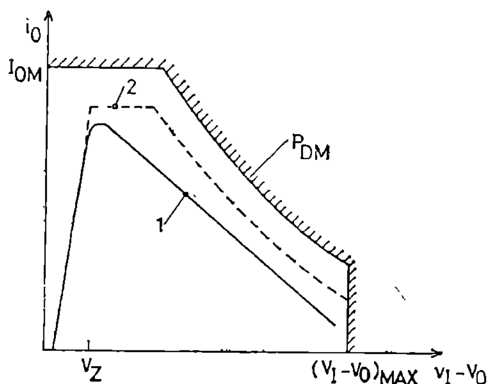


Fig. 4.16. Curbe de protecție a tranzistorului serie prin funcționare în aria de siguranță.

rea puterii intern disipate maxim admise revine la a asigura funcționarea tranzistorului serie în aria de siguranță.

Construcția circuitelor care îndeplinesc această funcție se bazează pe un limitator de curent. În circuitul din fig. 4.17, dacă diferența de tensiune (v_I—V_0) este mai mică decît (V_Z+V_{BE}), dioda Zener este blocată și limitatorul de curent operează conform descrierii anterioare.

Cînd diferența de tensiune (v_I—V_0) depășește (V_Z+V_{BE}), prin rezistorul R_B circulă un curent, care reduce căderea de tensiune pe rezistorul R_{SC} necesară deschiderii tranzistorului de limitare Q_L. Ca urmare, curentul maxim care

---

* Aria de siguranță indică limitele curentului de colector și ale tensiunii colector-emitor sub care tranzistorul nu intră în străpungere secundară — Safe Operating Area (engl.).

poate fi furnizat de stabilizator se reduce, deci și puterea intern disipată pe tranzistorul serie.

$$i_{OM}=\left[\frac{1}{R_{SC}}\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right) \ V_{BEL}-\frac{R_B}{R_A}\left(v_I-V_0-V_Z\right)\right] \qquad (4.24)$$

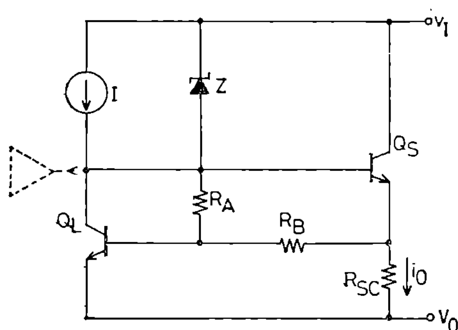


Fig. 4.17. Limitator de putere intern disipată.

De obicei: $I_Z \ll I_{OM}$ și $\frac{R_B}{R_A} \ll 1$

Valoarea maximă pentru curentul de ieșire limită i_{OM} se alege astfel încît dreapta definită prin relația de mai sus să nu intersecteze hiperbola P_{DM} nici în cele mai grele condiții de funcționare.

Dintre deficiențele acestei scheme se amintesc:

— scăderea cu creșterea temperaturii a curentului maxim livrabil la ieșire;

— posibilitatea producerii unui fenomen de agățare în caz de scurt-circuit la ieșire (diferența v_I-V_0 devine egală cu v_I, tranzistorul Q_L se saturează puternic fără a avea asigurată prin circuitul integrat o cale rezistivă de scurgere a sarcinii stocate în bază pentru revenirea în condiții normale);

— neutilizarea eficientă a performanțelor capsulei (aria cuprinsă între curbele *1* și P_{DM} reprezintă un procent prea mare din întreaga arie de siguranță.

Aceste deficiențe se înlătură la schema din fig. 4.18. Înainte de toate, se remarcă folosirea limitatorului care asigură o independență a limitei de curent maxim debitat la ieșire de variația temperaturii. Ideea principală constă în utilizarea unui comutator compus din două tranzis-

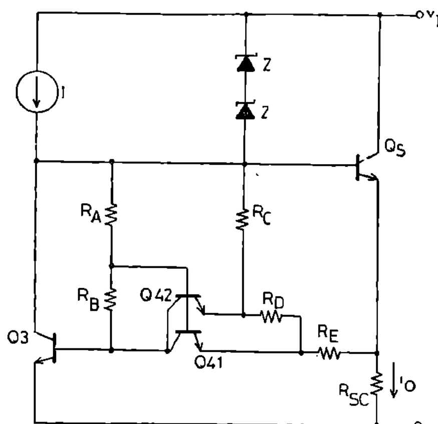


Fig. 4.18. Limitator de putere intern disipată cu compensare termică.

toare Q_{41}, Q_{42} conectate în paralel. Între ariile lor de emitor există un raport de aproximativ 9 : 1.

La o diferență de tensiune intrare-ieșire mai mică decît $2V_Z+V_{BE}$, cele două tranzistoare din comutator sînt saturate. Funcționarea limitatorului de curent se produce conform descrierii anterioare.

Cînd diferența de tensiune $(v_I—V_0)$ depășește $(2V_Z+V_{BE})$ un curent I_Z, crescător cu depășirea, se va injecta prin rezistorul R_D. Ca efect, se produce o reducere a curentului de colector al tranzistorului Q_{42} după o lege neliniară, ceea ce apropie de deschidere tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_3. În consecință, limita maximă a curentului furnizat la ieșire prezintă în funcție de $(v_I—V_0)$, o variație de tip neliniar, care aproximează foarte bine forma hiperbolei P_{DM} (vezi fig. 4.16 curba 2). Corelarea rapoartelor dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_3, Q_{41}, Q_{42} cu rapoartele R_A/R_B și R_D/R_E permite o compensare termică excelentă a acestei caracteristici. Fenomenele

de agățare în caz de scurt-circuit la ieşire dispar, deoarece la revenirea în condiții normale de sarcină, comutatorul se saturează.

4.1.5. Rețea de polarizare

Tehnologia monolitică garantează obținerea unor caracteristici foarte bune de împerechere a parametrilor tranzistoarelor şi de cuplaj termic între componentele integrate pe acelaşi cip. Acest fapt facilitează realizarea unor generatoare de curent cu performanțe ridicate.

Rețeaua de polarizare se compune dintr-o suită de generatoare de curent. În fig. 4.19 se prezintă rețeaua de polarizare a stabilizatorului de tensiune dual ROB 1468.

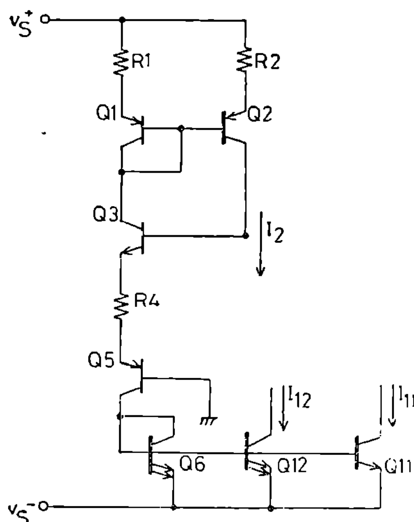


Fig. 4.19. Rețea de polarizare în stabilizatorul dual ROB 1468.

Alimentarea blocurilor funcționale prin generatoare de curent constant contribuie la îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului. Utilizarea generatoarelor de curent în sursa de tensiune de referință reduce valoarea stabilizării de intrare. Funcționarea amplificatorului de eroare

la curent constant are ca efect creşterea coeficientului de rejecţie la intrare a variaţiei tensiunii de alimentare. Polarizarea tranzistorului serie printr-un generator de curent constant simplifică comanda acestuia şi permite livrarea tensiunii de ieşire într-un domeniu relativ larg.

Ca efect global asupra stabilizatorului se menţionează păstrarea curentului consumat în gol constant pe întreg domeniul tensiunii de intrare, proprietate pe care se bazează funcţionarea unor aplicaţii.

4.1.6. Circuite de pornire

În paragrafele precedente, descrierea tehnicilor de circuit s-a efectuat admiţînd plasarea tranzistoarelor în punctele statice de funcţionare dorite. Ipoteza este valabilă cu condiţia ca generatoarele de curent din reţeaua de polarizare să atingă nivelele de curent necesare. La unele stabilizatoare alimentarea generatoarelor de curent se efectuează de la tensiunea de ieşire, care la momentul iniţial $(t=0)$ este nulă. Se impune introducerea unui circuit de pornire, care să iniţializeze şi să menţină curgerea curenţilor prin ramurile circuitului independent de condiţiile de la ieşire.

În regim normal de funcţionare consumul circuitului de pornire nu trebuie să afecteze valoarea curentului consumat în gol.

În circuitul din fig. 4.20 curgerea curenţilor prin reţeaua de polarizare se condiţionează de existenţa unei tensiuni V_0 nenule la ieşire. În momentul conectării tensiunii de intrare, $V_0=0$, tranzistorul Q_4 este blocat. Tranzistorul Q_1 se polarizează prin R_1 şi forţează deschiderea tranzistorului Q_3. Curentul absorbit prin Q_3 aduce reţeaua de polarizare în regim normal de funcţionare. Dioda Zener limitează creşterea potenţialului pe baza tranzistorului Q_3 la:

$$V_{B3}=\frac{R_3}{R_2+R_3}(V_Z-V_{BE1}) \qquad (4.25)$$

Dimensionînd corespunzător raportul R_4/R_5, potențialul pe emitorul tranzistorului Q_4 va crește suficient pentru a bloca tranzistorul Q_3. Funcția de alimentare cu curent a rețelei de polarizare se preia de tranzistorul Q_4.

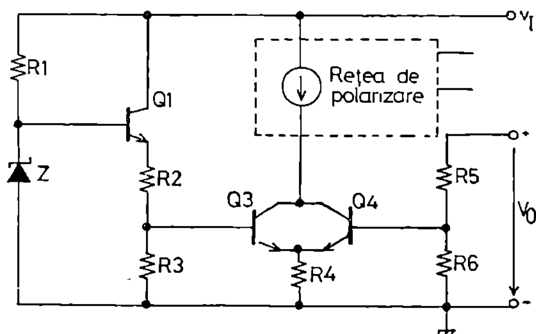


Fig. 4.20. Circuit de pornire.

Minimizarea curentului consumat de circuitul de pornire recurge la rezistențe de valori mari pentru R_1, R_2 și R_3, dificil de integrat.

La aplicarea tensiunii de intrare pe circuitul din fig. 4.21 rezistorul R_1 și dioda D asigură deschiderea tranzistorului Q. Creșterea curentului său de colector este urmată de o creștere a curenților prin rețeaua de reacție. În momentul în care potențialul pe baza tranzistorului Q egalează tensiunea Zener a diodei Z_2 dioda D se blochează ($V_{Z1}=V_{Z2}$). Deși curentul consumat de circuitul de polarizare are o valoare mai mică, variația sa, proporțională cu variația tensiunii de intrare, este supărătoare.

Înlocuirea rezistorului R_1 printr-un generator de curent realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp cu joncțiune (fig. 4.22) elimină această deficiență. În condiții de tensiune drenă sursă mai mică decît tensiunea de prag și de tensiune grilă-sursă redusă, tranzistorul cu efect de cîmp prezintă între drenă și sursă o rezistență de valoare mică. Intrarea tranzistorului în zona de saturație mărește considerabil această rezistență, ceea ce justifică echivalarea tranzistorului Q_1 cu un generator de curent.

La aplicarea tensiunii de intrare v_I, valoarea mică a rezistenței drenă-sursă facilitează deschiderea tranzistorului Q_2, care forțează creșterea curentului prin rețeaua de polarizare. Cînd curentul absorbit de generatorul I

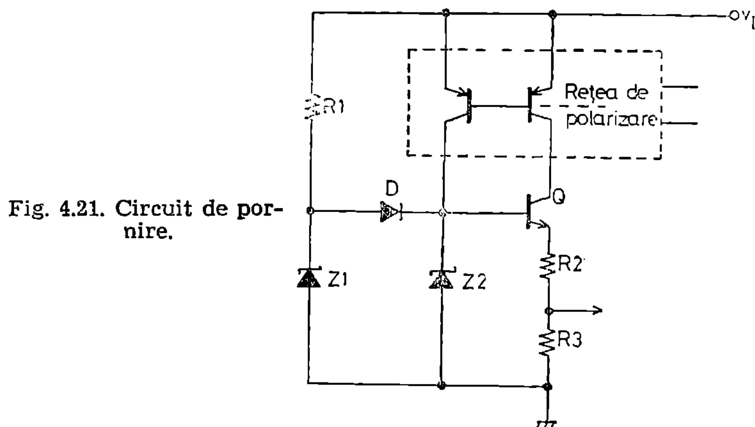


Fig. 4.21. Circuit de pornire.

ajunge la o valoare suficient de mare pentru a polariza dioda Z_2, tranzistorul Q_2 se blochează.

Creșterea tensiunii drenă-sursă obligă tranzistorul Q_1 să intre în regiunea de saturație. Funcționarea sa pe post

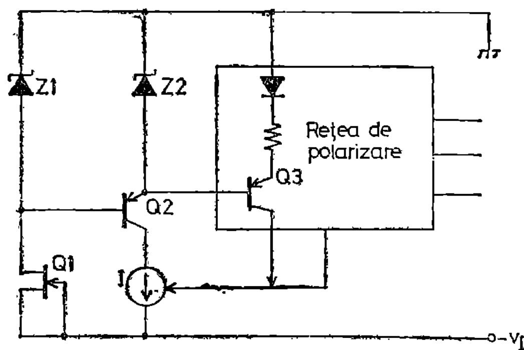


Fig. 4.22. Circuit de pornire cu tranzistor J-FET.

de generator de curent constant, desensibilizează consumul circuitului de pornire la variațiile tensiunii de alimentare.

4.2. Stabilizatoare de tensiune continuă, monolitice, de uz general

În istoria de peste 15 ani de la lansarea în fabricație, generalizarea și utilizarea practică a familiei de stabilizatoare de tensiune de uz general, integrate, se regăsesc principalele elemente care marchează momentele evoluției întregii clase de stabilizatoare monolitice.

Prima generație, dominată de ideea utilizărilor multiple, a apărut la sfîrșitul deceniului al șaptelea. Prin însăși modul de construcție a circuitelor, utilizatorului i se permite accesul la intrările și ieșirile blocurilor funcționale. Același tip de circuit integrat se poate folosi pentru realizarea unei multitudini de configurații. Circuitele caracteristice primei generații (μA 723; LM 304; LM 305 etc.) se folosesc la realizarea de surse de tensiune stabilizată, pozitivă sau negativă, liniare și în comutație, precum și la realizarea de generatoare de curent constant, de stabilizatoare de temperatură, de intensitate luminoasă etc. Indiferent de domeniul de aplicație, utilizatorului i se cere numai efortul de a alege tipul protecției la scurtcircuit și limita curentului maxim de ieșire. Evident, stabilizatoarele din prima generație se livrează în capsule cu mai mult de 3 terminale (de mică putere), ceea ce înseamnă că s-a sacrificat ideea furnizării unui curent de valoare mare la ieșirea în favoarea ideii de versatilitate maximă.

Un compromis între cele două idei, marcînd o perfecționare a tehnicii, s-a realizat la stabilizatoarele cu 4 terminale, (μA 78 G; μA 79 G), unde s-au integrat circuite de protecție (la scurtcircuit la ieșire, protecție termică, funcționarea tranzistorului serie în aria de siguranță) și un tranzistor serie de putere. Utilizatorul are acces la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare, astfel că poate ajusta nivelul tensiunii de ieșire la valoarea

dorită. Aplicațiile lor acoperă încă în prezent un domeniu larg, iar performanțele electrice sînt întrucîtva diferite față de cele ale stabilizatoarelor din prima generație. Aceste circuite nu se pot considera ca o nouă linie de evoluție, ci doar ca o verigă de tranziție.

O concepție nouă de schemă electrică s-a implementat în stabilizatoarele monolitice de uz general din generația a doua (LM 317, LM 337). Aceste stabilizatoare apărute în a doua jumătate a deceniului 8, conțin integrate circuite de protecție perfecționate, un tranzistor de putere (1,5 A), folosesc o schemă electrică de tip flotant și nu necesită decît trei terminale. Stabilizatoarele respective se livrează în capsule specifice tranzistoarelor. Sub aspectul aplicațiilor, domeniul lor este puțin mai restrîns comparativ cu prima generație, însă utilizarea este mult simplificată.

În paragrafele următoare se prezintă caracteristicile celor două generații de stabilizatoare de tensiune continuă de uz general și tehnicile de circuit legate de construcția aplicațiilor specifice pentru fiecare generație.

4.2.1. Stabilizatoare din prima generație

Accesul la intrările și ieșirile blocurilor funcționale integrate în stabilizator permite un cîmp larg de manifestare a fanteziei tehnice a utilizatorului. Totodată, trebuie remarcat că stabilizatoarele de acest gen reclamă cunoștințe tehnice profunde și detaliate.

În acest scop, după descrierea caracteristicilor tehnice ale circuitelor integrate reprezentative din familie, se analizează tehnicile legate de circuitele auxiliare de protecție (suprasarcină și supratensiuni în regim tranzitoriu) și de extinderea domeniilor de tensiune și curent la ieșire. În completare, dată fiind larga popularitate printre utilizatori a circuitelor µA 723, LM 305, LM 304, se vor prezenta și cîteva aplicații mai puțin uzuale ale acestora.

Caracteristici

Din punctul de vedere al aplicațiilor, stabilizatoarele din această generație prezintă următoarele caracteristici:

Tip circuit	Tip capsula	P_{DM}	v_I	V_0
		W	V	V
Tensiune pozitivă				
ROB 305	TO-99	0,5	8,5...40	4,5...30
ROB 723	TO-116	0,9	9,5...40	2 ...37
MC 1469G	TO-100	0,68	9 ...20	2,5...17
Tensiune negativă				
ROB 304	TO-100	0,5	−8 ...−40	−0,035...−30
MC 1463 G	TO-100	0,68	−9,5...−35	−3,8...−32

* — nespecificat (se poate conta pe un curent de ieşire maxim

— necesită 4 ... 6 componente pasive exterioare,
— curentul maxim de ieşire nu depăşeşte 250 mA,
— alegerea circuitelor de protecţie se lasă în sarcina utilizatorului.
— puterea disipată intern maxim admisă* este sub 1 W.

Ultima caracteristică s-a impus prin folosirea capsulelor de mică putere (metalice TO-99, TO-100 şi plastic TO-116). Fac excepţie stabilizatoarele realizate în capsulă de tranzistor de putere, tip TO-3 cu 9 terminale MC 146 0R, MC 1463 R, MC 1469 R), însă costul ridicat al capsulei de putere limitează utilizarea lor numai la cazuri de excepţie.

Referitor la performanţele electrice, stabilizatoarele de tensiune continuă de uz general se caracterizează prin:

* Fără radiator suplimentar.

de uz general — prima generație

Tabelul 4.1.

$\|v_I - V_0\|$	I_{0M}	K_V	K_L	K_T	I
V	mA	%	%	%/°C	mA
3 ...30	*	0,03 × Δv_I	0,05 (0...20 mA)	0,015	2
3 ...38	150	0,5 (12...40 V)	0,2 (0...50 mA)	0,015 0,015	4
3 ...17,5	250	0,03 × Δv_I	0,13 (1...50 mA)	0,02	12
2,5...40	*	0,1 Δv_I=0,1 V_I	5 mA (0...20 mA)	0,015	2,5
3,8...31	250	0,03 × Δv_I	0,05 (1...50 mA)	0,02	12

de 50 mA).

— stabilizare de intrare mai bună de 0.5%, pentru o variație a tensiunii de intrare pe întreg domeniul admis prin datele de catalog.

— stabilizare de sarcină mai bună de 0,2%, pentru o variație a curentului de ieșire de 1 mA la 20 mA,

— coeficientul de temperatură al tensiunii de ieșire sub 1%, pentru o variație a temperaturii în întreg domeniul de funcționare,

— curent consumat în gol sub 12 mA.

În tabelul 4.1 se prezintă caracteristicile electrice la variantele comerciale ale principalelor tipuri de stabilizatoare de uz general din prima generație.

În afara parametrilor electrici, definiți în paragraful 1, 2, pentru aceste stabilizatoare se menționează și următoarele caracteristici:

— curentul maxim de ieşire debitat din sursa de tensiune de referinţă, I_{0R},

— tensiunea de sesizare, V_{SE}, care reprezintă valoarea minimă a căderii de tensiune necesară pe rezistorul exterior, R_{SC}, de fixare a limitei maxime a curentului de ieşire, pentru declanşarea procesului de limitare.

Tipuri reprezentative

Stabilizatoarele LM 304 (ROB 304), LM 305 (ROB 305), µA 723 (ROB 723, βA 723)*, prin performanţe, aplicaţii şi răspîndire comercială s-au impus ca tipuri reprezentative în categoria stabilizatoarelor de tensiune din prima generaţie.

a) *Stabilizatorul ROB 305 (fig. 4.23)*

Tranzistorul TEC cu joncţiune Q_{18} asigură pornirea celor trei generatoare de curent realizate cu tranzistorul PNP lateral cu trei colectoare, Q_{12}. Primul generator polarizează dioda Zener Z_1. Cel de-al doilea alimentează cu curent constant repetorul pe emitor Q_{10} şi diodele din lanţul de compensare termică Q_8, Q_1. Sursa de tensiune de referinţă astfel constituită furnizează la ieşire o tensiune compensată termic, $V_{REF} = 1{,}71$ V şi o rezistenţă de ieşire de aproximativ 2 kΩ.

Amplificatorul de eroare (format din două etaje, Q_2, Q_3, cu sarcina rezistivă R_6, respectiv Q_4, Q_5, avînd ca sarcină cel de al treilea generator de curent) prezintă o amplificare de aproximativ 30 000. Compensarea în frecvenţă se realizează prin cuplarea unui condensator exterior de 47 ... 100 pF, între terminalele *COMP* şi *R*.

Darlingtonul Q_{14}, Q_{15}, constituie elementul regulator serie.

Circuitul de limitare a curentului de ieşire (Q_{16}, R_8, R_9) se declanşează pentru o tensiune de sesizare de cca 250 mV la $T_A = 25°$C. Pentru funcţionare se cuplează rezistorul extern R_{SC}, între bornele *CL* şi V_{OUT}. Fenomenul de agăţare, care ar apărea cînd Q_3 se saturează, blocînd astfel al doilea etaj de amplificare (Q_4, Q_5) s-a evitat prin introducerea tranzistorului Q_{17}.

---

* Tipuri echivalente fabricate în ţară.

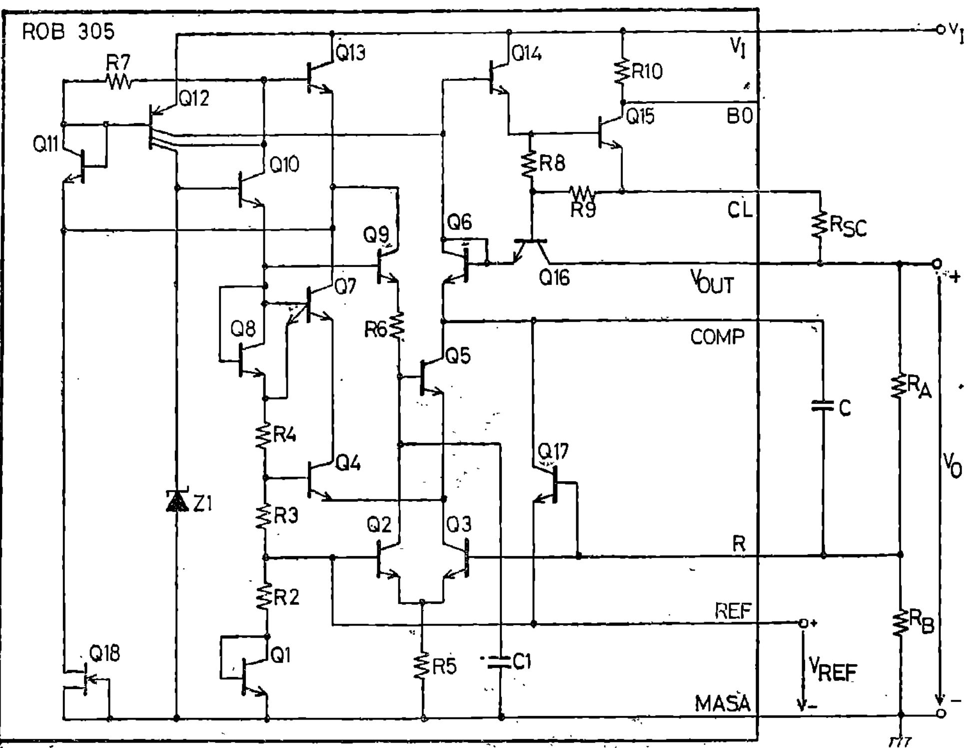


Fig. 4.23. Stabilizator de tensiune pozitivă cu ROB 305.

Rezistorul $R_{10} = 600\ \Omega$ servește pentru fixarea curentului minim prin tranzistorul Q_{15}, cînd se conectează un tranzistor PNP extern între terminalele V_I și BO (în fig. 4.25 se prezintă modul de conectare a tranzistorului extern). Deoarece R_{10} este un rezistor de volum realizat din strat epitaxial, valoarea sa prezintă o dispersie mare.

Divizorul rezistiv extern R_A, R_B fixează nivelul tensiunii de ieșire. Dimensionarea lui se bazează pe relațiile:

$$V_0 = V_{REF}\ (1 + R_A/R_B) \qquad (4.26)$$

$$R_A // R_B = 2\ \mathrm{k}\Omega^* \qquad (4.27)$$

Cuplarea unui condensator de ordinul μF între terminalele REF și MASA îmbunătățește rejecția tensiunii de ondulație și reduce tensiunea de zgomot generată de dioda Zener.

Circuitul integrat ROB 305, poate înlocui circuitele mai vechi de tip LM 300, SFC 2300, fără modificări de cablaj (sînt compatibile terminal cu terminal).

b) *Stabilizatorul ROB 723 (fig. 4.1, c)*

Spre deosebire de circuitul ROB 305, la care ieșirea sursei de tensiune de referință s-a conectat intern la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare, în circuitul ROB 723 această conexiune se lasă la discreția utilizatorului. În acest caz, sursa de tensiune de referință s-a construit pe baza unei scheme cu reacție paralel-paralel (Q_6 — amplificator, Q_3 — sarcină activă, Q_4, Q_5 — repetor de emitor, Z_2 — diodă Zener de reacție, C_1, R_7 — rețea de compensare în frecvență) capabilă să furnizeze la ieșire un curent (I_{OR}) de maximum 15 mA. Tensiunea de referință, de 7,15 V, se poate reduce pînă la 2 V, cu un divizor rezistiv R_C, R_D, care poate fi conectat în exteriorul circuitului la borna *REF*.

Amplificatorul de eroare, constituit dintr-un etaj diferențial (Q_{11}, Q_{12}) cu sarcină activă (Q_7), alimentat prin generatorul de curent Q_{13}, prezintă o amplificare în buclă deschisă de 60 dB și o bandă de frecvență la cîștig unitar

---

* Relația aceasta rezultă din condiția de încărcare-echilibrată a celor două intrări ale amplificatorului de eroare.

de cîteva zeci de MHz. Compensarea în frecvență necesită conectarea în exterior între terminalele *COMP* și *I I* a unui condensator *C* de 5 ... 20 nF.

Pentru conectarea unui tranzistor extern, de curent mare, colectorul lui Q_{15}, din elementul regulator serie (Q_{14}, Q_{15}), s-a separat (terminalul V_C) de alimentare cu tensiune pozitivă a circuitului (terminalul V^+). Tranzistorul Q_{16} se poate folosi atît pentru limitarea curentului prin elementul regulator serie, cît și în alte configurații de circuit, grație accesului oferit la terminalele C_L, C_S ale circuitului. Dioda Zener Z_3, conectată la terminalul V_Z numai în capsulele cu 14 terminale de tipul TO-116, oferă pe ieșirea V_Z un nivel de tensiune translatat cu 6,2 V, față de nivelul de tensiune al terminalului V_{OUT}; curentul prin ieșirea V_Z trebuie limitat la maximum 25 mA.

TEC cu grilă joncțiune Q_1 pornește generatoarele de curent Q_7, Q_9, Q_{10}, Q_{13} și polarizează dioda zener Z_1, care prestabilizează curentul de alimentare prin dioda Q_2. Tranzistoarele Q_9, Q_{10}, alcătuiesc, împreună cu tranzistorul Q_{13} o oglindă de curent.

Potențialul colectorului tranzistorului Q_{11} se găsește la 8 V față de terminalul *V*; pentru a se evita saturarea lui Q_{11} se vor lua măsuri ca tensiunea între intrarea neinversoare (*IN*) și terminalul V^- să nu depășească această limită.

Accesul la intrările amplificatorului de eroare permite realizarea unor configurații de circuit suplimentare față de ROB 305. Datorită multitudinii de facilități lăsate de fabricant la discreția utilizatorului, ROB 723 constituie cea mai elocventă materializare a ideii de varsatilitate maximă.

Nivelul tensiunii de ieșire se fixează cu divizorul rezistiv R_A, R_B. Pentru stabilizatorul de tensiune pozitivă din fig. 4.1. c, rezistoarele R_A, R_B, R_C, R_D, se dimensionează pe baza relațiilor:

$$V_0 = \frac{R_D}{R_C + R_D}\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right)V_{REF} \qquad (4.28)$$

$$R_C//R_D = R_A//R_B^{*} \quad (4.29)$$

$$R_C + R_D \leqslant 7\ k\Omega^{**} \quad (4.30)$$

$$R_A/R_B \leqslant 4^{***} \quad (4.31)$$

Se remarcă faptul că ROB 723 permite construirea unor surse de tensiune la care nivelul tensiunii de ieşire (V_0) poate fi mai mic decît nivelul tensiunii de referinţă (V_{REF}).

c) *Stabilizatorul ROB 304 (fig. 4.24)*

Sursa de tensiune de referinţă din stabilizatorul de tensiune negativă ROB 304, funcţionează pe baza unui generator de curent constant. Dioda Z_1, polarizată prin generatorul de curent Q_8 prestabilizează tensiunea de alimentare a generatorului de curent de referinţă (repetorul Q_7, tranzistoarele compuse Q_1, Q_2, Q_3 respectiv Q_4, Q_5, Q_6 rezistoarele R_3, R_4). Curentul de referinţă absorbit prin terminalul *AJ* (ajustare) se fixează la 1 mA conectînd un rezistor exterior, $R_B = 2{,}4\ k\Omega$ între terminalele REF şi AREF. Tensiunea de referinţă se culege pe rezistorul exterior R_A conectat între terminalele *AJ* şi *MASA*.

De obicei, terminalele V_I şi *AREF* se conectează împreună la tensiunea de intrare v_I. Alimentarea separată a referinţei de la o tensiune prestabilizată, îmbunătăţeşte stabilizarea de intrare şi rejecţia tensiunii de ondulaţie. În acest caz, se vor lua măsuri ca $v_I - V_{AREF} \leqslant 2\ V$. ($v_I$, V_{AREF} — tensiuni negative), pentru a nu se perturba funcţionarea referinţei de curent.

Structura amplificatorului de eroare (repetoarele pe emitor Q_{18}, Q_{19}, urmate de tranzistoarele în conexiune cu bază comună Q_{17} cu sarcină activă Q_{14}, Q_{15}, Q_{16}) admite tensiuni de intrare pe mod comun de „0" V şi asigură o amplificare în buclă deschisă de 2 000.

Repertorul Q_{21}, Q_{22} separă comanda elementului regulator serie Q_{23} de amplificatorul diferenţial, contribuind suplimentar la creşterea amplificării în curent.

---

* Se echilibrează încărcarea intrărilor amplificatorului de eroare.

** Se limitează curentul I_{0R} la 1 mA.

*** Se limitează amplificarea variaţiilor tensiunii de referinţă.

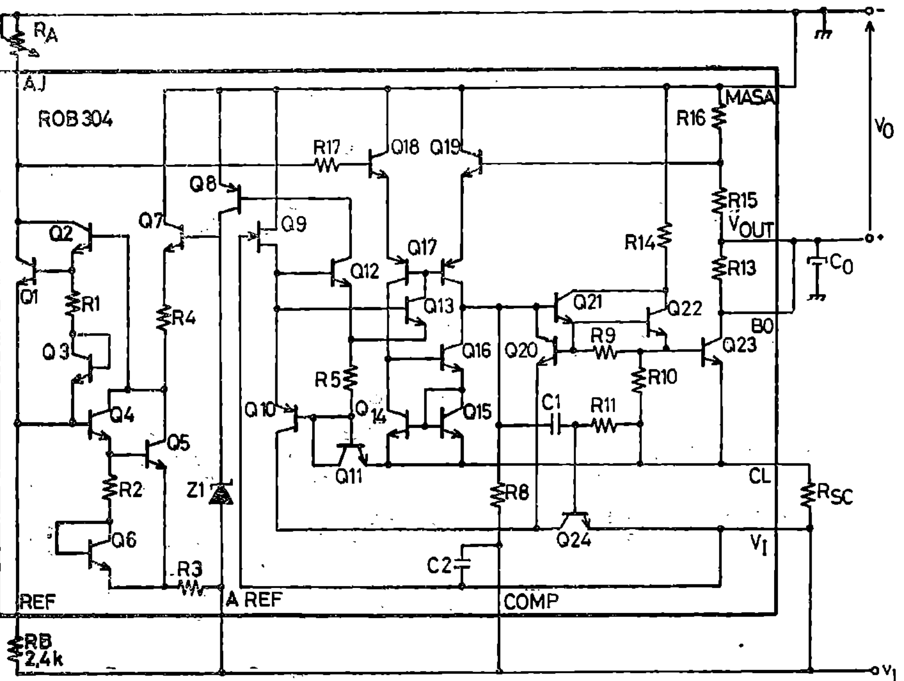


Fig. 4.24. Stabilizator de tensiune negativă cu ROB 304.

Rețeaua rezistivă de reacție ($R_{15}=R_{16}=15$ kΩ) fiind integrată, pentru $R_B = 2{,}4$ k Ω, tensiunea de ieșire se determină prin relația:

$$V_0 = -R_A/500 \tag{4.32}$$

unde V_0 și R_A se măsoară în volți, respectiv ohmi.

Deși compensarea în frecvență a amplificatorului de eroare se asigură prin rețeaua internă R_8, C_2 și prin condensatorul extern C_0, utilizatorul poate folosi terminalul COMP fie pentru o compensare în frecvență suplimentară, fie pentru a comanda tăierea tensiunii de ieșire.

Terminalul *BO* facilitează conectarea unui tranzistor exterior pentru creșterea curentului de ieșire. Cînd acest tranzistor nu este necesar, terminalele *BO* și V_0 se scurtcircuitează pentru a se evita împingerea tranzistorului Q_{23} în saturație prin rezistorul R_{13}.

Tranzistor serie extern

În paragraful anterior, odată cu descrierea tipurilor reprezentative s-a prezentat și conectarea componentelor externe (rezistoare, condensatoare) pentru aplicațiile de bază ale circuitelor.

Curentul de ieșire furnizat de montaje realizate după schemele aplicațiilor de bază nu poate depăși 50 mA. Acest dezavantaj nu constituie un impediment de netrecut. Combinarea tranzistorului serie intern cu 1 ... 3 tranzistoare adăugate în exteriorul circuitului, extinde domeniul curentului de ieșire la mai mult de 10 A.

Conectarea tranzistorului extern la stabilizatoarele de tensiune pozitivă se prezintă în fig. 4.25, fig. 4.26 și fig. 4.27.

Prin utilizarea unui tranzistor extern PNP (fig. 4.25, fig. 4.26) nu se mărește valoarea minimă admisă pentru diferența de tensiune intrare-ieșire. Din punct de vedere economic, se remarcă totuși, că pentru aceeași putere, prețul unui tranzistor PNP este mai mare decît al unui tranzistor NPN.

La fiecare tranzistor NPN adăugat (ca în fig. 4.28) valoarea minim admisă pentru diferența de tensiune intrare-ieșire se va suplimenta cu V_{BE}, ceea ce va solicita suplimentar ultimul tranzistor.

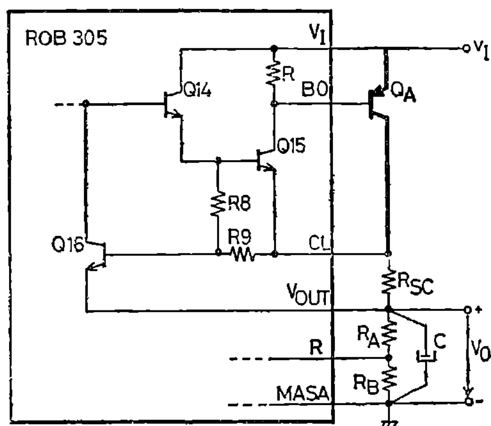


Fig. 4.25. Conectarea tranzistorului serie extern la ROB 305.

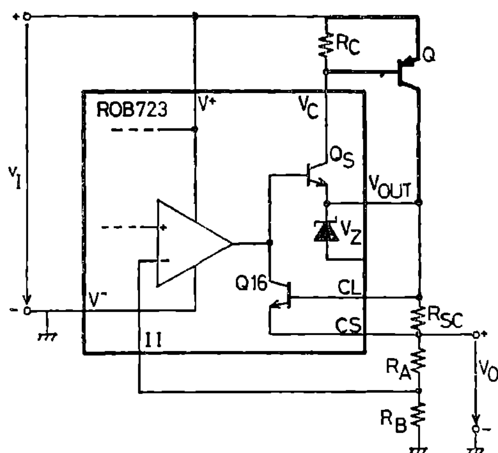


Fig. 4.26. Conectarea tranzistorului extern tip pnp la ROB 723.

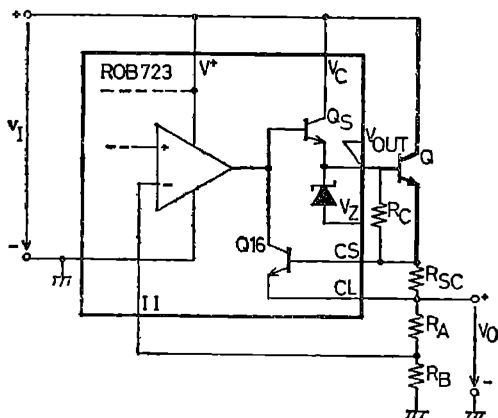


Fig. 4.27. Conectarea tranzistorului extern tip npn la ROB 723.

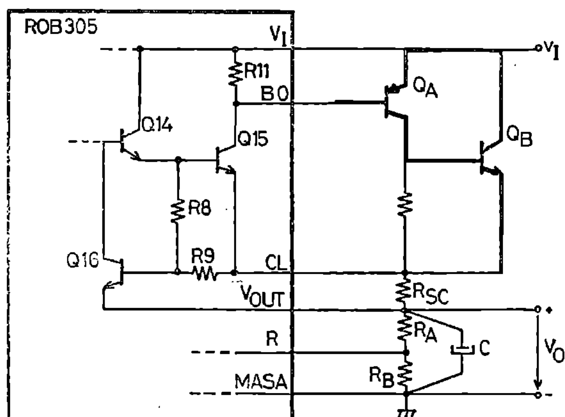


Fig. 4.28. Tranzistor serie extern compus (variantă optimă).

Modalitatea de compunere a tranzistorului extern (Q_A, Q_B) din fig. 4.28 înlătură creşterea acestei diferenţe de tensiune. Rezistorul R_C stabileşte curentul minim prin Q_A şi îmbunătăţeşte comportarea tranzistorului compus sub aspect termic.

Fig. 4.29 ilustrează o posibilitate de reducere a puterii disipate pe tranzistorul extern Q, prin alimentarea colectorului său de la o sursă de tensiune de nivel mai coborît decît cel la care se alimentează circuitul integrat. Acest mod de conectare poate fi utilizat şi în cazul în care tensiunea de alimentare prezintă o valoare mai mare decît cea admisă pe stabilizator. Bineînţeles curentul de ieşire se va diminua în funcţie de performanţele tranzistorului extern.

Evacuarea căldurii rezultate prin disiparea de putere pe tranzistoarele externe serie se va asigura prin montare pe un radiator adecvat.

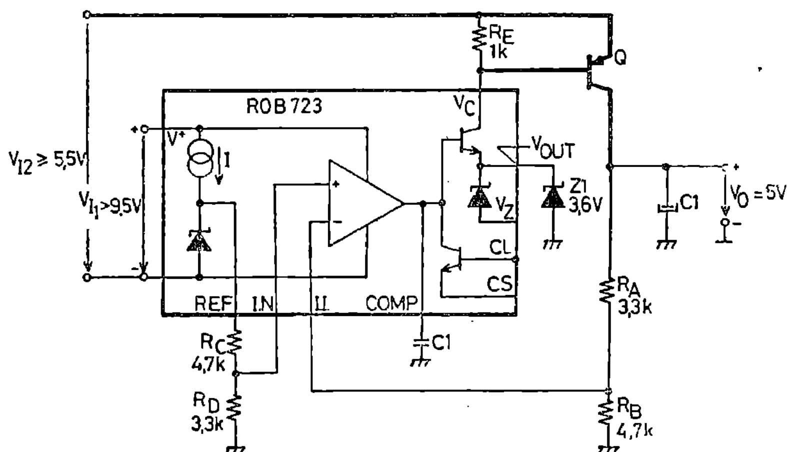


Fig. 4.29. Reducerea puterii disipate pe tranzistorul extern.

Pentru a se evita apariţia oscilaţiilor locale se recomandă:

— folosirea de tranzistoare exterioare de joasă frecvenţă (de tipul BD 137, BD 138, 2N 3055),

— alegerea unui capacitor de ieşire cu inductanţă cît mai mică,

— scurtarea firelor de legătură ale capacitorului conectat la ieşire.

Protecţii la scurtcircuit la ieşire

În schemele prezentate, limitarea curentului de ieşire se obţine prin cea mai simplă şi larg utilizată metodă: pentru curentul maxim pe rezistorul exterior R_{SC} se dezvoltă o cădere de tensiune egală cu tensiunea de sesizare, care declanşează procesul de limitare.

În condiţii de scurt-circuitare a ieşirii la masă, curentul de ieşire rămîne la valoarea sa maximă.

$$I_{SC}=I_{0M}=V_{SE}/R_{SC} \qquad (4.33)$$

unde V_{SE} este tensiunea de sesizare.

Caracteristica de ieşire tensiune-curent care se obţine prin această metodă este prezentată în fig. 4.30 cu linie

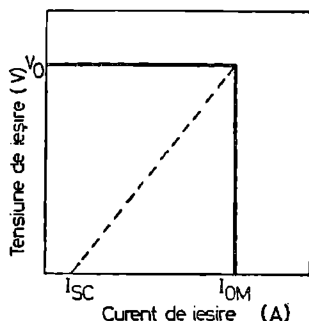


Fig. 4.30. Caracteristică de ieşire tensiune-curent:
Limitare standard — linie continuă;
Limitare cu întoarcere — linie întreruptă.

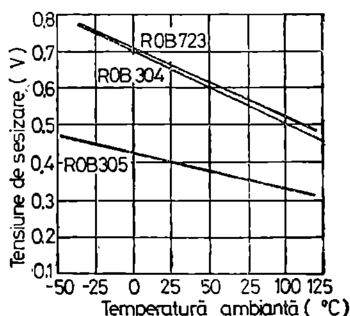


Fig. 4.31. Tensiune de sesizare funcţie de temperatura ambiantă.

continuă. Variaţia cu temperatura a curentului maxim disponibil la ieşire depinde de tensiunea de sesizare, caracteristică circuitului integrat stabilizator considerat; în fig. 4.31 se prezintă variaţia acestei tensiuni cu temperatura, pentru cele trei stabilizatoare larg folosite.

Utilizarea acestei metode nu este adecvată în toate condițiile în care este pus să funcționeze un circuit integrat stabilizator de tensiune; la proiectarea schemei de protecție la scurtcircuit la ieșire se impune luarea în considerare a tuturor aspectelor legate de puterea disipată pe circuit.

Puterea disipată intern maxim admisă depinde de tipul capsulei. În funcționare, temperatura pe joncțiune poate atinge valori ridicate, existînd situații (care trebuie evitate) cînd aceasta poate atinge +150°C. În astfel de cazuri, puterea utilă furnizată de circuit se va reduce, putînd ajunge la cîteva procente din valoarea ei la +25°C.

În plus, în cazuri de scurtcircuit la ieșirea stabilizatorului, diferența de tensiune intrare-ieșire devine egală cu tensiunea de intrare V_I și puterea intern disipată va fi maximă, depășind cu mult valorile obișnuite pentru capsulele uzuale TO 116, TO 100, TO 99.

Pentru astfel de situații se impune un alt mod de limitare a curentului de ieșire în caz de scurtcircuit, într-o manieră care să forțeze reducerea curentului de ieșire în scurtcircuit (I_{SC}) comparativ cu valoarea de declanșare a procesului de limitare (I_{OM}). Cu alte cuvinte, se cere o întoarcere a caracteristicii tensiune-curent de ieșire (fig. 4.30 linie întreruptă).

În fig. 4.32 problema sus-amintită se rezolvă prin introducerea rezistoarelor R_C, R_D (v. diferența față de fig. 4.28 unde se utilizează metoda clasică de limitare a curentului de ieșire). La curenți de ieșire mai mici decît I_{OM}, căderea de tensiune pe rezistorul R_C crește tensiunea necesară pe rezistorul R_{SC} pentru declanșarea limitării. La atingerea curentului maxim se pot scrie relațiile:

$$V_O=V_{SE}(T_A)=R_D(I_{CL}+I_{CR}) \tag{4.34}$$

$$V_{SE}(T_A)+R_CI_{RC}=R_{SC}I_{OM} \tag{4.35}$$

unde: I_{CL} este curentul maxim debitat prin terminalul C_L, compus din curentul necesar prin R_{10}, pentru deschiderea tranzistorului Q_A (2 mA) și din curentul absorbit din baza lui O_1 în cele mai rele condiții,

I_{RC} — curent de presarcină, absorbit prin R_C cînd ieșirea se află în gol.

Deoarece întoarcerea caracteristicii se forțează prin variația curentului I_{RC} se impune:

$$I_{RC}=10\ I_{CL} \qquad (4.36)$$

Deschiderea tranzistorului Q_{16} micșorează curentul debitat prin Q_B. Tensiunea de ieșire începe să cadă și implicit se reduce curentul prin R_C. Ca urmare, Q_{16} se deschide mai puternic și procesul de limitare continuă în avalanșă.

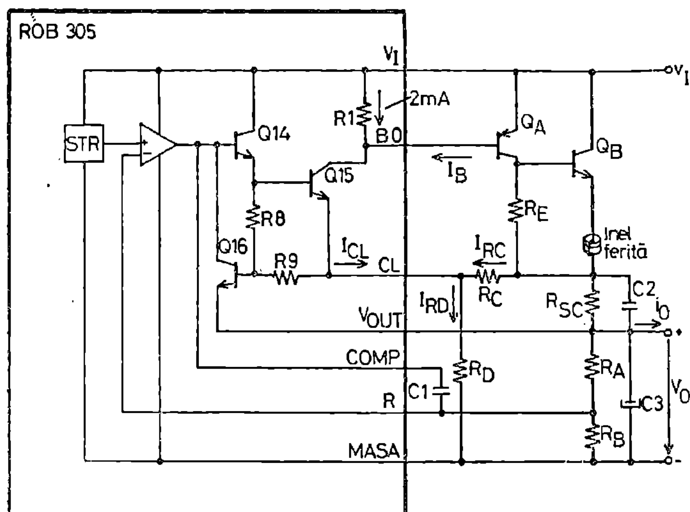


Fig. 4.32. Circuit de limitare cu întoarcere pentru ROB 305.

Cu ieșirea la masă curentul prin R_C devine neglijabil, temperatura pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_{16} atinge valoarea maximă (T_{JM}).

$$R_{SC}I_{SC}=V_{SE}(T_{JM}) \qquad (4.37)$$

Dacă se impun I_{OM}, I_{SC}, β_A (cîștigul în curent al tranzistorului Q_A) relațiile de mai sus permit dimensionarea rezistențelor R_C, R_D, R_{SC}.

În cazul în care Q_A, Q_B sînt tranzistoare de medie sau de înaltă frecvență pentru evitarea oscilațiilor, se reco-

mandă conectarea unui condensator C_2 în paralel pe R_{SC} şi montarea unui inel de ferită, pe terminalul de emitor al lui Q_B.

În stabilizatoarele de tensiune realizate cu ROB 723, limitarea curentului de ieşire cu întoarcere se poate aborda într-o manieră similară (fig. 4.33). În acest caz:

$$\frac{R_D}{R_C}=\frac{V_O I_{SC}}{V_{SE}(I_{OM}-I_{SC}}-1 \tag{4.38}$$

$$R_{SC}=\frac{V_{SE}}{I_{SE}}\left(1+\frac{R_C}{R_D}\right) \tag{4.39}$$

O a treia relaţie de dimensionare a rezistenţelor R_C, R_D, R_{SC} se obţine limitînd curentul de presarcină I_{RC} la 1 mA:

$$R_D I_{RC}=V_0+V_{SE} \tag{4.40}$$

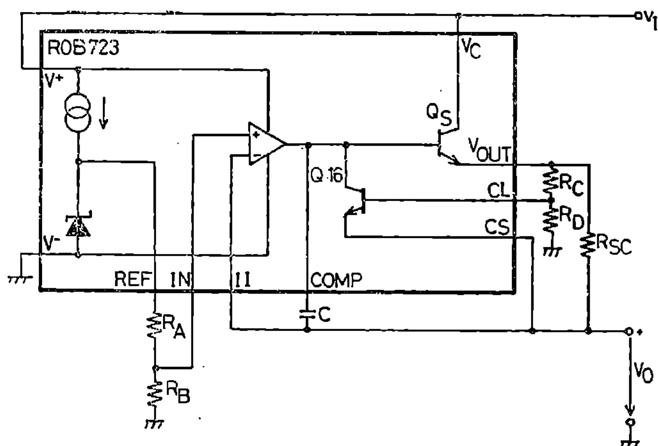


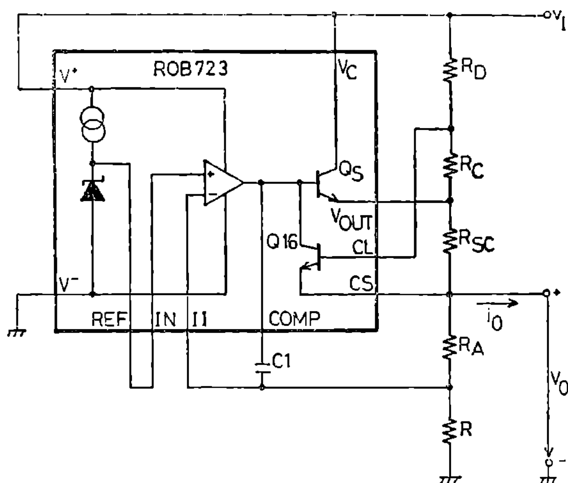
Fig. 4.33. Circuit de limitare cu întoarcere pentru ROB 723 (tensiune de ieşire pozitivă).

Căderea de tensiune pe R_{SC} măreşte valoarea minimă a diferenţei de tensiune intrare-ieşire. Valoarea mare necesară pentru acest rezistor deteriorează stabilizarea de sarcină.

Deoarece este necesar ca $R_D/R_C > 1$, rezultă:

$$\frac{I_{SC}}{I_{OM}} > \frac{2V_{SE}}{V_O + V_{SE}} \tag{4.41}$$

Această limitare inferioară a curentului de ieşire în scurtcircuit devine supărătoare în special la tensiuni de ieşire mici. Schema din fig. 4.34, permite anularea curentului I_{SC}.



Fg. 4.34. Circuit de limitare cu întoarcere pentru ROB 723 varianta (tensiune de ieşire pozitivă).

În momentul în care tensiunea de ieşire începe să cadă, curentul prin R_C creşte şi măreşte tensiunea aplicată pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului de limitare Q_{16}. Curentul de ieşire se reduce mai mult şi procesul continuă pînă la anularea sa. Rezistoarele R_C, R_D, R_{SC} se dimensionează pe baza relaţiilor:

$$I_{SC} = \frac{V_{SE}}{R_{SC}}\left(1 + \frac{R_C + R_{SC}}{R_D}\right) - \frac{V_I}{R_{SC}} \cdot \frac{R_C + R_{SC}}{R_D} \tag{4.42}$$

$$I_{OM} = I_{SC} + \frac{V_0}{R_{SC}} \cdot \frac{R_C + R_{SC}}{R_D} \tag{4.43}$$

De obicei, $R_{SC} \ll R_C$. Cea de a treia relație se obține impunînd $I_{RC} \leqslant 1$ mA, în cele mai grele condiții.

Adoptarea limitării cu întoarcere necesită cunoașterea caracteristicii tensiune-curent a sarcinii. Dacă aceasta este de tipul generator de curent (fig. 4.35) există posibilitatea să intersecteze caracteristica de limitare într-un punct de funcționare (*A*) stabil și după îndepărtarea scurtcircuitului de la ieșire. Variația tensiunii de intrare, chiar și pentru un raport R_C/R_{SC} redus, nu este întotdeauna suficient de mare pentru a restabili nivelul inițial de tensiune la ieșire. În caz de agățare (zăvorîre), revenirea tensiunii de ieșire se asigură printr-o rearmare a tensiunii de alimentare. Fenomenul de zăvorîre este cauzat de saturarea excesivă a tranzistorului Q_{16}.

Pentru a limita apariția acestui fenomen se recurge la circuitul din fig. 4.36. Tranzistorul Q_A și rezistorii R_E, R_F formează o diodă multiplicată care asigură o bună urmărire a tensiunii de sesizare la variația temperaturii ambiante. Circuitul limitează creșterea tensiunii între terminalele C_L și C_S. Pragul se ajustează în condiții de scurtcircuit prin potențiometrul R_E. Tranzistorul Q_A trebuie să aibă un β acceptabil la curent de colector mic (1 μA).

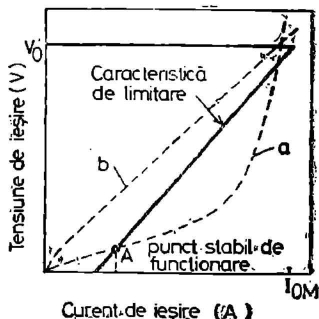


Fig. 4.35. Caracteristică de ieşire: *a* — linie de sarcină tip generator de curent, *b* — linie de sarcină rezistivă.

Tehnica de limitare cu întoarcere prezentată în fig. 4.37 se bazează pe reducerea rezistenței drenă-sursă a unui TEC cu grilă-joncțiune cînd i se reduce tensiunea poartă-sursă.

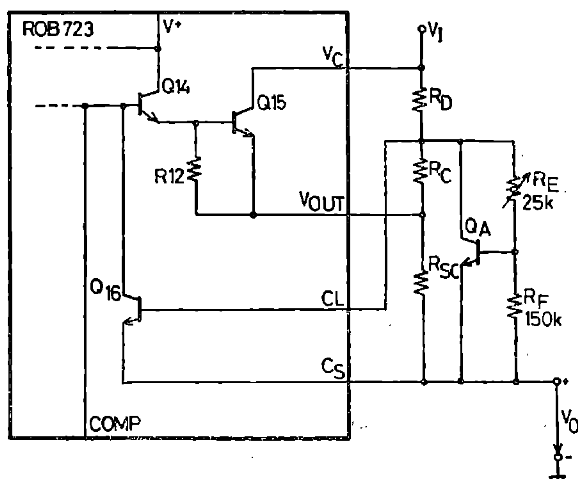


Fig. 4.36. Circuit de revenire din zăvorîre.

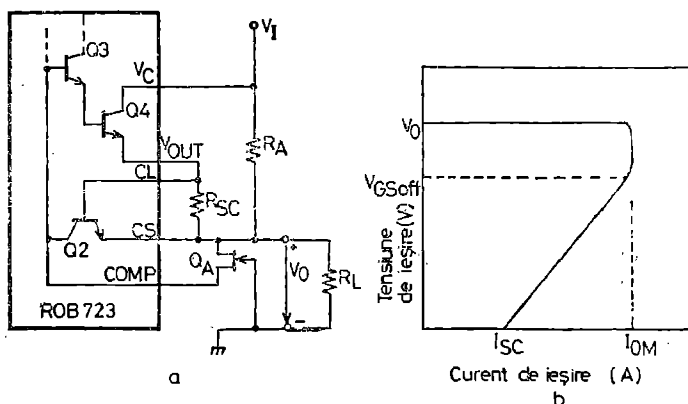


Fig. 4.37. Circuit de limitare cu întoarcere cu J-FET:
a — schemă electrică.
b — caracteristică de ieşire.

În funcționare normală, tensiunea poartă-sursă, egală cu tensiunea de ieșire, menține tranzistorul Q_A în regiunea de saturație, caracterizată printr-o rezistență drenă-sursă de valoare mare. La căderea tensiunii de ieșire, tensiunea de închidere $V_{GS(off)}$ împinge tranzistorul în regiunea de triodă. Rezistența drenă-sursă se reduce și din baza tranzistorului Q_4 se extrage un curent suplimentar, ceea ce reduce curentul de ieșire în scurtcircuit.

După îndepărtarea suprasarcinii dacă rezistorul R_A îndeplinește condiția:

$$\frac{V_{I\,min} - V_{GS\,(off)\,Max}}{R_A} > \frac{V_{GS\,(off)\,Max}}{R_{L\,min}} \tag{4.44}$$

tensiunea de ieșire revine la valoarea inițială. Tranzistorul Q_A se alege astfel încît $V_{GS(off)\,Max}=(2\ldots3)V_{OUT}$.

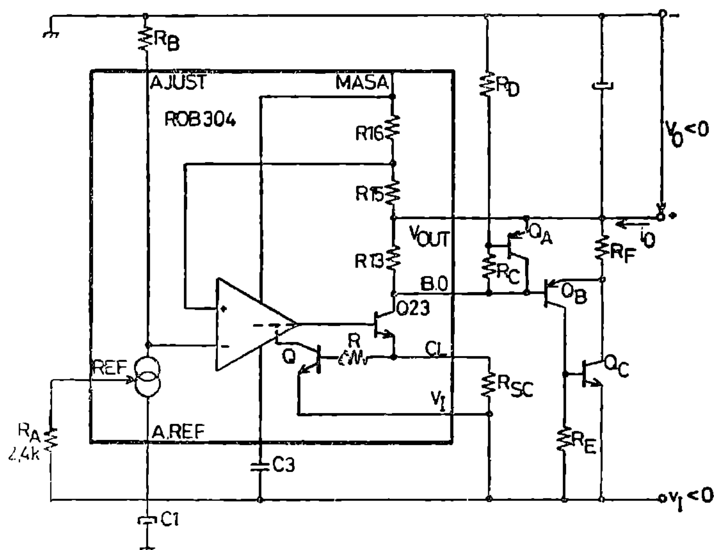


Fig. 4.38. Circuit de limitare cu întoarcere pentru ROB 304.

Circuitul din fig. 4.38 prezintă o metodă de limitare cu întoarcere pentru stabilizatoarele de tensiune negativă, realizate cu ROB 304. În funcționare normală, căderea de tensiune pe rezistorul R_C blochează tranzistorul Q_A. Creș-

terea curentului de ieşire măreşte tensiunea pe R_F şi deschide tranzistorul Q_A. Circuitul ROB 304 absoarbe curentul debitat de Q_A pînă la o limită fixată prin R_{SC}. Simultan, curentul furnizat în baza lui Q_B şi implicit curentul de ieşire i_0 nu mai creşte. Căderea tensiunii de ieşire antrenează reducerea curentului prin R_C şi în consecinţă a curentului i_0. Procesul continuă pînă la scurtcircuitarea ieşirii la masă cînd:

$$I_{SC} \approx \frac{R_C}{R_D} \cdot \frac{V_{BE}}{R_F} \tag{4.45}$$

Dimensionarea rezistoarelor R_C, R_D, R_F se face pe baza următoarelor consideraţii:

— căderea de tensiune pe R_F la $i_0 = I_{OM}$ se limitează la 1 . . . 2 V,

— curentul prin divizorul rezistiv R_C, R_D, se limitează în condiţii de funcţionare normală la 1 mA,

— rezistorul R_C se aproximează prin relaţia:

$$R_C = -\frac{R_D R_F I_{OM}}{V_0 - V_{BE}} \tag{4.46}$$

unde V_{BE} este tensiunea bază emitor a tranzistorului Q_B (0,5 V).

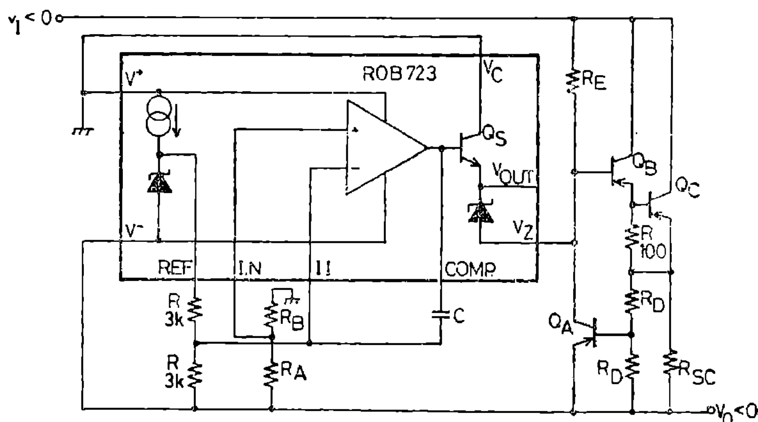


Fig. 4.39. Circuit de limitare cu întoarcere pentru ROB 723 (tensiune de ieşire negativă).

Conectarea unui rezistor de 2...10 kΩ în paralel pe joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_A permite reducerea raportului I_{OM}/I_{SC}.

Dacă în construcția stabilizatorului de tensiune negativă se utilizează ROB 723, limitarea cu întoarcere se va realiza ca în fig. 4.39.

Funcționarea și relațiile de dimensionare pentru rezistoare sînt similare cu cele descrise pentru schema din fig. 4.33.

Protecții pentru regim tranzitoriu

Fenomenele analizate în paragraful de față au un caracter general, prezentînd valabilitate independent de tipul stabilizatorului folosit. Cauzele care generează mecanismele de defectare în regim tranzitoriu sînt furnizate de circuitele exterioare.

În fig. 4.40 circuitele externe se reprezintă prin impedanța Z_I, cuplată în paralel cu sursa de tensiune nestabilizată v_I, și prin impedanța de sarcină Z_L.

Dacă Z_L este de valoare ridicată și intrarea stabilizatorului se scurtcircuitează la masă, condensatorul C_2, încărcat la tensiunea V_{OUT}, se descarcă prin circuitul integrat. Tranzistorul serie și o parte din componentele stabilizatorului suportă curentul de descărcare în condiții de polarizare inversă, ceea ce poate duce la distrugere.

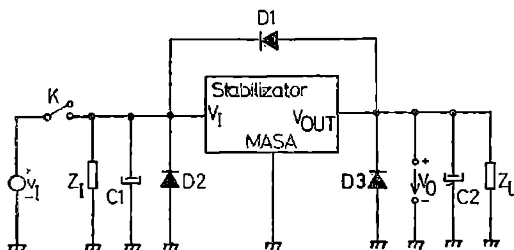


Fig. 4.40. Stabilizator de tensiune protejat cu diode.

Acest mecanism de defectare apare frecvent cînd se utilizează pentru filtrarea tensiunii de intrare un condensa-

tor cu tantal, polarizat la o tensiune apropiată de valoarea sa maxim admisă. În cazul alimentării cu o tensiune furnizată de un prestabilizator în regim de comutaţie, datorită tensiunii de ondulaţie de frecvenţă ridicată, în condensatorul cu tantal au loc descărcări electrice nedistructive. Ca urmare, pe durate foarte scurte intrarea stabilizatorului se va conecta la masă.

Protecţia stabilizatorului la fenomenul descris se obţine conectînd între intrare şi ieşire o diodă D_1 polarizată invers, capabilă să preia rapid curentul de descărcare.

Dacă impedanţa Z_i este inductivă, la decuplarea tensiunii de alimentare, tensiunea de intrare pe stabilizator îşi va inversa polaritatea, caz în care componentele integrate nu vor mai fi izolate între ele. Protecţia se obţine prin introducerea diodei D_2 care limitează căderea tensiunii de intrare sub potenţialul masei la mai puţin de 1 V.

Decuplarea alimentării poate produce un fenomen similar la ieşire dacă sarcina Z_L este inductivă. Tensiunea de polarizare inversă a ieşirii se limitează prin D_3.

La polarizare directă, prin diodele de protecţie circulă curenţi pe durate relativ scurte. De aceea nu sînt necesare diode de putere mare. Cerinţa unui timp de răspuns mic exclude utilizarea unor diode redresoare ordinare. Se recomandă folosirea diodelor de comutaţie.

Circuite de comandă a decuplării

În unele aplicaţii condiţiile tehnice de utilizare reclamă decuplarea tensiunii de alimentare pe diverse perioade de timp. Controlul automat al tăierii tensiunii de ieşire a stabilizatorului se obţine printr-un circuit care forţează blocarea elementului regulator serie. Tensiunea de comandă a tăierii se culege de la ieşirea unui circuit logic.

În stabilizatoarele de tensiune pozitivă problema se soluţionează prin conectarea la masă a terminalului de compensare în frecvenţă (fig. 4.41). Cînd pe intrarea de comandă se aplică o tensiune de nivel coborît, tranzistorul Q_A fiind blocat, circuitul de tăiere nu influenţează func-

ționarea stabilizatorului. Dacă tensiunea de comandă trece în starea SUS, tranzistorul Q_A se saturează și coboară potențialul terminalului *COMP* sub 1 V.

Rezistorul R_E fixează valoarea maximă a curentului de vîrf absorbit prin Q_A.

Fig. 4.41. Circuit de tăiere a ieșirii pentru stabilizatoare de tensiune pozitivă.

Rezistorul R_C se alimentează astfel încît să asigure compatibilitatea circuitului de tăiere cu circuitul logic care îl comandă (3 kΩ — pentru TTL, 10 kΩ — pentru CMOS etc.)

Pentru Q_A se alege un tranzistor de comutație de mică putere (de exemplu 2N 918).

Dioda D_1 protejează joncțiunea bază-emitor a tranzistorului serie la tensiuni inverse excesive.

În fig. 4.42 se prezintă un circuit de tăiere pentru stabilizatoarele de tensiune negativă. Și aici, cînd tensiunea pe intrarea de comandă este în starea JOS ($V_{IL\,Max}$), tranzistorul Q_C este blocat. Rezistorul R_F asigură curent suficient bazei tranzistorului serie extern Q_A, Q_B.

$$R_F = \frac{V_{I\,min} - V_0 - 3V_{BE}}{I_{BA\,Max}} \tag{4.47}$$

Cu tensiunea de comandă în starea SUS ($V_{IH\ min}$) tranzistorul Q_C se deschide, dioda D_2 se polarizează direct la un curent determinat de valoarea rezistorului R_M. Raportul R_M/R_F va asigura tăierea ieșirii:

$$\frac{R_M}{R_F} = -\frac{V_{IH\ min}}{V_{I\ Max}} \qquad (4.48)$$

Fig. 4.42. Circuit de tăiere a ieșirii pentru stabilizatoare de tensiune negativă.

Condiția de limitare la 10 a cîștigului în curent cînd tranzistorul Q_C se saturează permite dimensionarea rezistorului R_N.

Stabilizatoare de tensiune flotante

În circuitul ROB 723 cuplarea amplificatorului de eroare la sursa de tensiune de referință se lasă în sarcina utilizatorului.

Accesul la terminalele *REF, II, IN,* face posibilă realizarea unor scheme de tip flotant capabile să extindă domeniul tensiunii de ieșire a stabilizatorului la sute de volți. Circuitul se alimentează de la o sursă de tensiune prestabilizată, al cărui potențial de referință urmărește nivelul tensiunii de ieșire. Aceste configurații de circuit

sînt cunoscute sub numele de stabilizatoare de tensiune flotante (fig. 4.43).

Dioda Zener și rezistorul R_E alimentează circuitul integrat cu o tensiune prestabilizată flotantă de 10 ... 30 V. Dimensionarea rezistorului R_E se face astfel încît să furnizeze curent suficient pentru polarizarea diodei Z și ali-

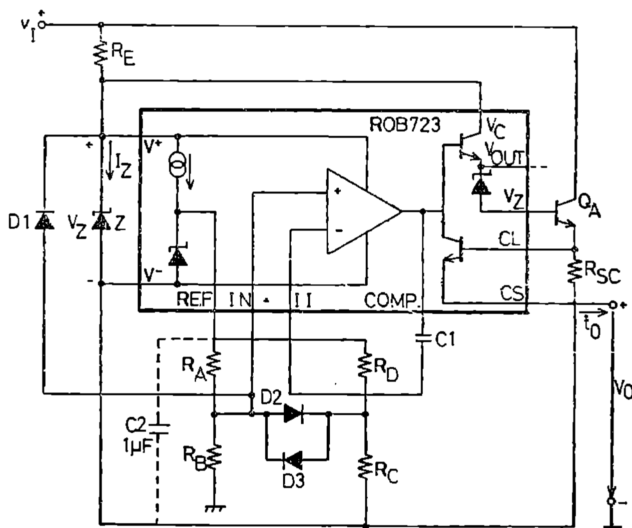


Fig. 4.43. Stabilizator de tensiune flotantă pozitivă.

mentarea circuitului ROB 723 în condiții de tensiune de intrare minimă:

$$R_E = \frac{V_{I\,min} - V_0 - V_{Z\,Max}}{I_{Q\,Max} + I_{Z\,Max} + I_{OR} + I_{OM}/\beta_A} \qquad (4.49)$$

unde β_A este cîștigul în curent al tranzistorului extern Q_A.

Tensiunea și curentul maxim de ieșire sînt limitate numai de performanțele tranzistorului Q_A. În componența tensiunii de referință aplicată pe intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare $(V_0+V_{REF})R_B/(R_A+R_B)$ intră și tensiunea de ieșire. Nivelul acesteia se stabilește prin rezistorii R_A, R_B, R_C, R_D conform relației:

$$V_0 = V_{REF}\left[\frac{R_B}{R_A} - \frac{R_C R_C}{R_C + R_D}\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)\right] \qquad (4.50)$$

Se recomandă limitarea curentului absorbit din terminalul REF la $I_{OR} \leqslant 5$ mA, ceea ce este echivalent cu:

$$R_C = R_D = 3\ \text{k}\Omega \qquad (4.51)$$

$$\frac{V_{REF}+V_0}{R_A+R_B} \leqslant 4\ \text{mA} \qquad (4.52)$$

Diodele D_1, D_2, D_3 protejează circuitul integrat la tensiunile excesive generate în regim tranzitoriu de conectarea sau deconectarea tensiunii de alimentare v_I.

Creșterea potențialului pe intrarea neinversoare față de terminalul V^+, se limitează prin D_1 la cel mult 1 V. D_2 și D_3 limitează tensiunea aplicată pe mod diferențial la intrarea amplificatorului de eroare.

Dacă viteza de creștere a tensiunii de alimentare $(\Delta v_I/\Delta t)$ este foarte mare, prin conectarea condensatorului C_2 se va asigura urmărirea potențialelor pe terminalele V_0 și REF. Plasarea comutatorului de cuplare înaintea blocului redresor elimină condensatorul C_2.

Funcționarea stabilizatorului flotant de tensiune negativă din fig. 4.44 este similară. Tensiunea de ieșire se determină din relația:

$$V_0 = -V_{REF}\frac{R_C}{R_C+R_D}\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right) \qquad (4.53)$$

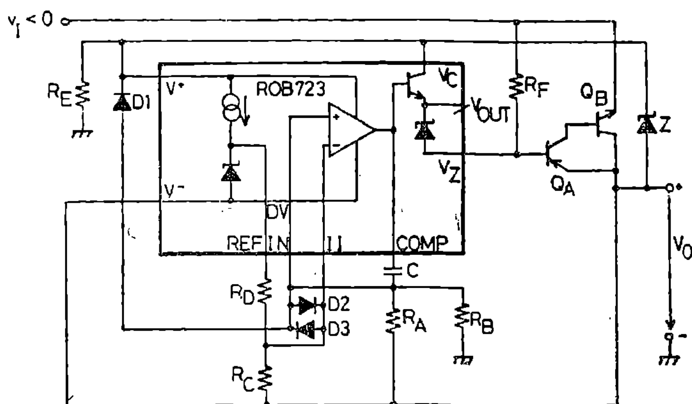


Fig. 4.44. Stabilizator de tensiune flotantă negativă cu ROB 723.

Rezistorul R_F trebuie să furnizeze un curent suficient în baza lui Q_A, cînd diferența de tensiune intrare-ieșire este minimă.

$$R_F = \frac{(v_{I\,min} - V_0 - V_{BE})\beta_A\beta_B}{I_{OM}} \qquad (4.54)$$

unde β_A, β_B este cîștigul în curent la tranzistoarele externe Q_A, respectiv Q_B.

Același procedeu de extindere a domeniului tensiunii de ieșire se poate aplica la construirea unui stabilizator flotant de tensiune negativă cu ROB 304 (fig. 4.45). În acest scop, rețeaua de reacție internă (R_{14}, R_{15}) se anihilează scurtcircuitînd terminalele V_{OUT} și *MASA*. Tensiunea de ieșire va fi:

$$V_0 = -R_B \times 1 \text{ mA} \qquad (4.55)$$

Alte aplicații

În afara surselor de tensiune continuă, aria aplicațiilor stabilizatoarelor din prima generație cuprinde stabilizatoare de temperatură, de intensitate luminoasă, de curent etc. În principiu, cu ajutorul lor se poate stabiliza orice mărime fizică dacă aceasta se convertește cu un traductor adecvat în tensiune.

În circuitul din fig. 4.46, ROB 305 funcționează ca un comparator cu referință de tensiune integrată. El

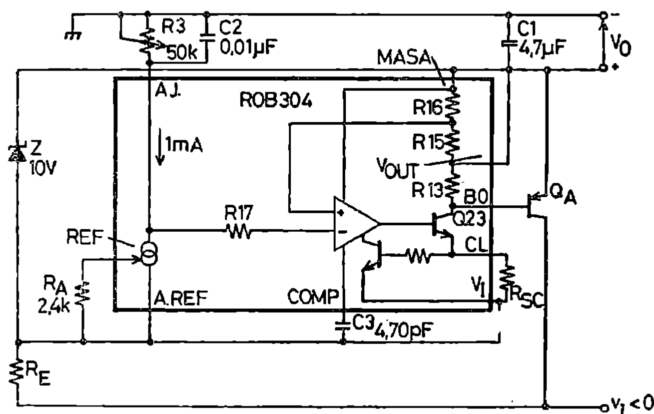


Fig. 4.45. Stabilizator de tensiune flotantă negativă cu ROB 304.

controlează puterea disipată pe sarcina R_H prin comutarea tranzistorului extern compus (Q_A, Q_B, R_F). Variația temperaturii ambiante se traduce într-o variație de rezistență prin termistorul T conectat în bucla de reacție negativă. Dioda Zener Z_1 menține terminalul V_{OUT} la un potențial prestabilizat. De asemenea, grație diodei Ze-

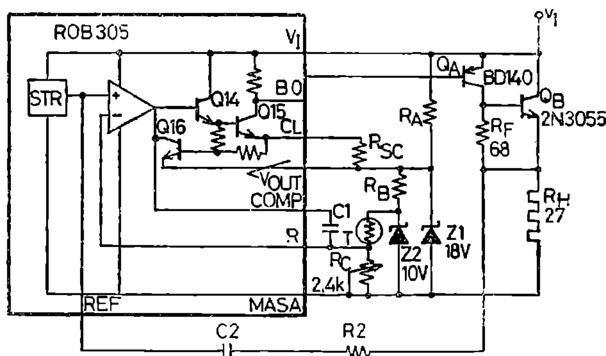


Fig. 4.46. Stabilizator de temperatură.

ner Z_2, variația tensiunii de intrare v_I nu va afecta potențialul nodului A. Creșterea temperaturii ambiante reduce rezistența terminalului T, ceea ce are ca efect creșterea tensiunii pe terminalul R. Tranzistorul extern se blochează și disipația de putere pe reșou încetează, pînă cînd temperatura ambiantă scade sub un anumit nivel.

Rezultă că sistemul prezentat menține temperatura ambiantă între două limite determinate de tipul termistorului și de valoarea rezistorului R_C. Frecvența de repetiție a ciclului termic se poate reduce printr-o reacție pozitivă realizată cu rețeaua R_2, C_2. Curentul prin reșou își va păstra starea pe o durată fixată de constanta de timp a rețelei R_2, C_2. Reducerea frecvenței atrage după sine deteriorarea preciziei de control a temperaturii stabilizate.

Trebuie menționat faptul că pentru alimentare nu este necesară o tensiune stabilizată.

În fig. 4.47 fototranzistorul Q_B transformă variația intensității luminoase în variație de curent. Creșterea cu-

rentului prin R_A, ridică potențialul terminalului R ceea ce comandă reducerea curentului furnizat de Q_A pentru alimentarea becului. Desensibilizarea stabilizatorului de intensitate luminoasă la variația temperaturii se obține prin introducerea diodei D și prin limitarea cîștigului de curent al tranzistorului Q_A în saturație la 10 (R_B=10 R_A).

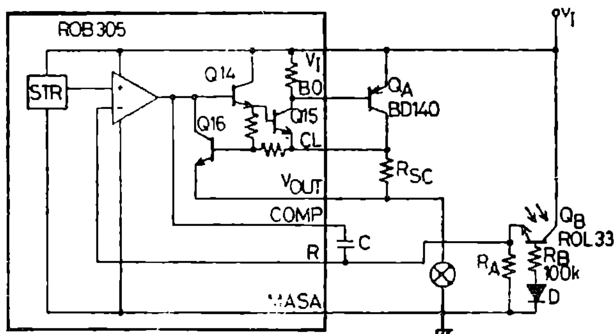


Fig. 4.47. Stabilizator de intensitate luminoasă.

Stabilizatorul de curent din fig. 4.48 poate asigura controlul unui servomotor. ROB 305 stabilizează tensiunea de polarizare a bazei tranzistorului compus Q_A, Q_B. Nivelul curentului absorbit la ieșire se reglează prin potențiometrul R_B. Rezistorul R_{SC} fixează limita maximă a curentului din baza tranzistorului Q_A cînd acesta se saturează. Curentul minim de sarcină pentru circuitul integrat

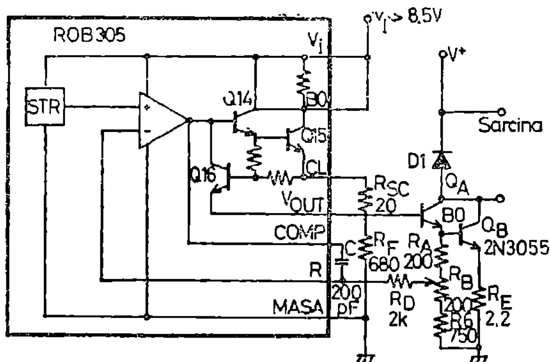


Fig. 4.48. Stabilizator de curent.

este determinat de valoarea rezistorului R_F. Dioda D constituie o protecție la supratensiuni generate de sarcinile inductive.

Banda largă a amplificatorului de eroare din ROB 305 face posibilă utilizarea sa în circuite de formare a unor impulsuri cu amplitudine stabilizată (fig. 4.49).

Aplicarea unei tensiuni pozitive suficient de mari pe intrarea de impulsuri saturează tranzistoarele externe. Q_A comandă tăierea curentului prin tranzistorul serie intern, Q_B absoarbe curent din sarcină cînd ieșirea se află în starea de jos. Rezistoarele R_C, R_E limitează curenții de comandă ai tranzistoarelor Q_A, Q_B.

Raportul R_A/R_B determină amplitudinea impulsurilor de ieșire stabilizată la variația tensiunii de alimentare a curentului prin sarcină și a temperaturii, grație circuitului ROB 305.

În cazurile în care se dorește debitarea unui curent de ieșire mai mare în starea SUS se recomandă utilizarea unui tranzistor serie extern de tip NPN, pentru a facilita stabilizarea schemei în frecvență (fără condensator cuplat la ieșire).

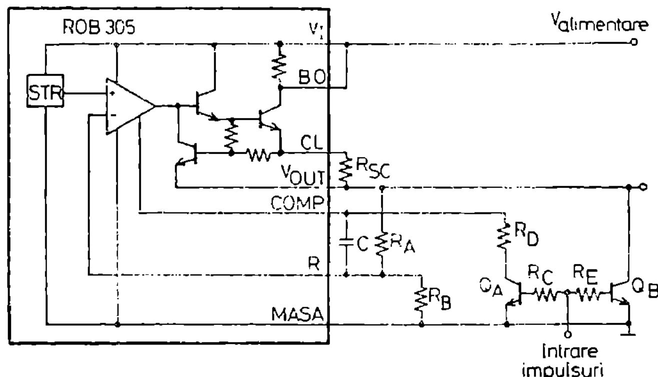


Fig. 4.49. Stabilizator de amplitudine pentru impulsuri.

Deși prin structura schemei implementate, stabilizatoarele de tensiune continuă monolitice din prima generație descrise sînt de tip serie, ele se pot utiliza și la realizarea unor stabilizatoare de tip paralel (fig. 4.50). Se observă

ușor că datorită conectării amplificatorului de eroare în configurație de repetor, nivelul tensiunii de ieșire este:

$$V_0 = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_{REF} \tag{4.56}$$

Fig. 4.50 Stabilizator de tensiune de tip paralel.

Performanțele de stabilizare prezentate de această schemă sînt inferioare celor descrise anterior, dar prezintă avantajul că nu necesită protecții la scurtcircuitarea ieșirii la masă sau la suprasarcină. Singura măsură necesară constă în alegerea rezistorului de balast R_C de putere suficient de mare pentru a putea suporta curentul de sarcină în cele mai defavorabile condiții.

Rezistorul $R_D = R_A \,//\, R_B$ are rolul de a încărca în mod egal intrările amplificatorului de eroare (diminuează curentul de decalaj de la intrarea acestuia), Rezistorul R_E limitează curentul de bază al tranzistorului extern Q la o valoare convenabilă.

4.2.2. Stabilizatoare de tensiune cu 4 terminale

Creșterea curentului de ieșire, integrarea pe același cip a protecțiilor la suprasolicitarea elementului regulator serie, utilizarea unei capsule mai ieftine sînt deziderate îndeplinite de stabilizatoarele de tensiune continuă de uz general cu 4 terminale.

Tipuri reprezentative pentru această familie sînt circuitele μA 78 G (tensiune pozitivă) şi μA 79 G (tensiune negativă) produse de firma Fairchild. Ele provin din seriile de stabilizatoare de tensiune fixă μA 7800, respectiv μA 7900. Utilizatorului i se permite accesul la nodul de reacţie, scos la un terminal suplimentar (denumit „terminal de control") pentru a putea fixa printr-o reţea rezistivă de reacţie tensiunea de ieşire dorită.

Tensiunea pe terminalul de control fiind de 5V (pentru μA 78 G, respectiv —2,3 V pentru μA 79 G, tensiunea de ieşire se poate regla în domeniul 5 ... 25 V, respectiv —2,3 ... —30 V. Curentul maxim de ieşire este de 1 A.

Prin caracteristicile tehnice şi prin specificul aplicaţiilor, stabilizatoarele din această categorie apar ca o verigă de legătură între cele două generaţii. Sub aspectul tehni-

Stabilizatoare de tensiune continuă de uz

Tip circuit	Tip capsulă	P^{*}_{DM}	I_{0M}	V_0
		W	A	V
Tensiune pozitivă				
LM 338 K	TO-3	30	5	1...32
LM 350 K	TO-3	30	3	1...32
LM 317 K	TO-3	20	1,5	1,2...37
ROB 317	TO-5	2	0,5	1,2...37
Tensiune negativă				
LM 337 K	TO-3	20	1,5	−37...−1,2
LM 337 H	TO-39	2	0,5	−37...−1,2

* radiator infinit

celor folosite în aplicații, se înscriu în prima generație, în timp ce sub aspectul integrării circuitelor de protecție și al mărimii curentului de ieșire aparțin celei de-a doua generații.

Date fiind răspîndirea restrînsă și uzura morală a acestor circuite integrate, consumarea spațiului grafic cu o prezentare în detaliu nu este justificată.

4.2.3. Stabilizatoare de tensiune din generația a doua

Caracteristici

Comparativ cu circuitele din prima generație, stabilizatoarele de tensiune continuă de uz general din generația a doua oferă performanțe electrice superioare (tabel 4.2). Suplimentar, prezintă următoarele avantaje:

general — a doua generație *Tabelul 4.2*

$\|v_I - V_0\|_{min}$	K_V	K_L	K_T	*R.R.*
V	%/V	%	%/°C	dB
2	0,005	0,1	0,015	86
2	0,005	0,1	0,015	86
2	0,01	0,1	0,015	80
2	0,01	0,1	0,015	80
2	0,007	0,3	0,015	77
2	0,007	0,3	0,017	77

— conțin integrate circuitele de protecție (termică, la suprasarcină, funcționare a tranzistorului serie în aria de siguranță);

— conțin integrată rețeaua de compensare în frecvență;

— în aplicații uzuale necesită cel mult trei componente exterioare (2 rezistoare și un condensator);

— furnizează la ieșire curenți de ordinul amperilor (fig. 4.51).

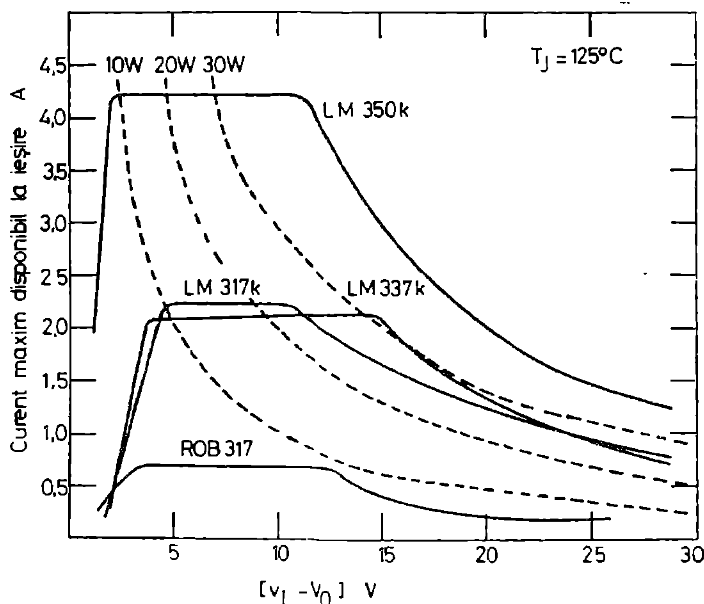


Fig. 4.51. Curent maxim disponibil la ieșire funcție de diferența de tensiune intrare-ieșire la T_j=125°C.

Livrate în capsule cu trei terminale (TO-3, TO-5, TO-39, TO-202, TO-220), aceste circuite se montează ușor pe radiatoare dimensionate în conformitate cu cerințele de putere disipată la temperatura maximă de funcționare admisă.

Curentul de polarizare al sursei de tensiune de referință internă se debitează prin terminalul folosit pentru reglarea tensiunii de ieşire; din acest motiv el se numeşte impropriu „curent de ajustare“ (I_{AJ}). Acest curent introduce în expresia tensiunii de ieşire o componentă de eroare, motiv, ce a determinat reducerea sa prin proiectare la 100 μA. Foile de catalog precizează variația sa (ΔI_{AJ}) la T_A=25°C, pentru o variație specificată a tensiunii de intrare.

Curentul debitat prin terminalul de ajustare nu trebuie confundat cu curentul consumat în gol (I_G); acesta se debitează prin terminalul V_{OUT}, pe sarcină. Pentru funcționarea normală a stabilizatorului este necesară o sarcină minimă, care să permită scurgerea la masă a unui curent de cel puțin 5 ... 10 mA.

Evoluînd pe linia creşterii curentului de ieşire (v. tabelul 4.2) stabilizatoarele din a doua generație au intrat în domeniul dispozitivelor de putere; din acest motiv, o variație a puterii intern disipate de cîțiva wați, creează pe cip un gradient de temperatură care afectează diferit componentele integrate ale circuitului. Tensiunea de ieşire se supune unui nou factor perturbator. Parametrul care dă o măsură a efectului acestei perturbații se numeşte „stabilizare termică“ — K_θ şi se defineşte prin raportul dintre variația procentuală a tensiunii de ieşire şi amplitudinea unui impuls de putere P, aplicat stabilizatorului timp de 10 secunde.

$$K_\theta = \frac{\Delta V_0}{V_0 \Delta P} \cdot 100 \ [\%/\mathrm{W}]. \qquad (4.57)$$

Valoarea tipică a stabilizării termice este de 0,02%/W. Măsurarea ei se efectuează pe durata aplicării impulsului de putere.

Tipuri reprezentative

Circuitul LM 317 (ROB 317) realizat de firma National Semiconductor s-a ales ca tip reprezentativ pentru această familie (fig. 4.52). Tehnicile folosite în aplicațiile acestui circuit se pot utiliza şi pentru aplicațiile circuitului LM 337.

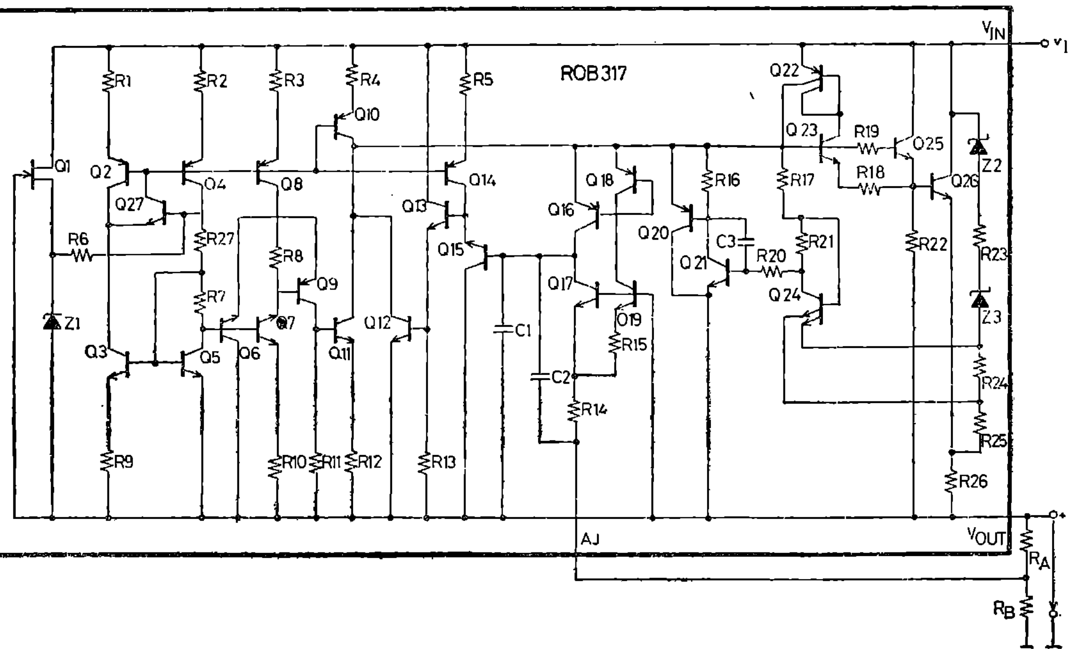


Fig. 4.52. Schema electrică echivalentă pentru ROB 317.

Generatorul de curent Q_{16}, Q_{18} fixează la 25 μA curentul de colector prin tranzistoarele Q_{17}, Q_{19} (cu arii de emitor diferite), care împreună cu rezistoarele R_{14} și R_{15} alcătuiesc o sursă de tensiune de referință de tip bandă interzisă de 1,2 V. Totodată Q_{17} amplifică orice variație de tensiune sesizată între terminalele V_{OUT} și AJ, transferînd-o prin dublul repetor pe emitor, de mare impedanță de intrare (Q_{15}, Q_{14} — generator de curent, Q_{13}, R_{13}) în baza tranzistorului Q_{12}. Condensatoarele C_1, C_2 compensează în frecvență amplificatorul, respectiv asigură pornirea sursei de tensiune de referință. Întregul ansamblu se poate reprezenta, simplificat, printr-o diodă Zener, de 1,2 V polarizată la un curent constant I_{AJ}=50 μA, cuplată la intrarea neinversoare a unui amplificator diferențial (fig. 4.53).

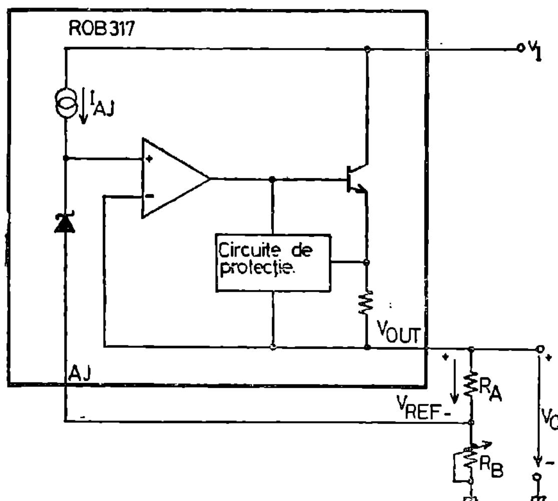


Fig. 4.53. Stabilizator de tensiune pozitivă cu ROB 317.

Ieșirea amplificatorului comandă baza tranzistorului serie compus Q_{25}, Q_{26}, polarizată prin generatorul de curent Q_{10}. Tranzistoarele Q_{22}, Q_{23} constituie o rețea de reacție, care compensează variația cîștigului în curent a

tranzistorului serie, generată de variația curentului de ieşire.

Rețeaua de polarizare a circuitului (Q_3, Q_5, R_9, Q_2, Q_4, Q_8, Q_{10}, Q_{14}) furnizează curenți stabilizați la variația tensiunii de intrare. Circuitul de pornire se compune din tranzistorul cu efect de cîmp cu joncțiune Q_1, dioda Zener Z_1 (limitează curentul de pornire la tensiune de intrare ridicată) şi rezistorul R_6.

Circuitul de protecție la suprasarcină (Q_{24}, Q_{21}, Q_{20}, R_{26}, R_{20}, R_{21}, R_{17}, R_{16}) stabileşte o limită maximă a curentului de ieşire, independentă de temperatură. C_2 împiedică apariția unor oscilații locale.

Dacă $|v_I - V_{OUT}| > 15$V, prin lanțul de diode Z_2, Z_3 în serie cu rezistoarele R_{23}, R_{24}, R_{25} *şi* utilizarea unui tranzistor dublu emitor pentru Q_{24}, tranzistorul serie este constrîns să funcționeze în aria de siguranță şi să urmărească hiperbola de disipație maximă. Curentul maxim furnizat la ieşire scade odată cu creşterea diferenței de tensiune intrare-ieşire.

În circuitul de protecție termică ($T_{JM}=170°C$), Q_6, Q_7, Q_9, furnizează o tensiune de prepolarizare pentru joncțiunea bază-emitor a tranzistorului sensor Q_{11}, independentă de fluctuațiile tensiunii de intrare. Circuitul intră în funcțiune numai dacă $|v_I - V_{OUT}| > 7$ V.

Nivelul tensiunii la ieşire se fixează prin două rezistoare exterioare R_A, R_B:

$$V_0 = V_{REF}\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) + R_B I_{AJ} \qquad (4.58)$$

unde $V_{REF}=1{,}2$ V; $I_{AJ}=50$ µA.

Folosind tehnici de circuit adecvate, caracteristicile descrise mai sus s-au asigurat prin proiectare şi pentru stabilizatoarele de tensiune negativă din seria LM 337. În fig. 4.54 se prezintă schema electrică funcțională a acestor stabilizatoare.

Tensiunea de ieşire se determină cu o relație similară:

$$V_0 = -V_{REF}\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) - R_B I_{AJ} \qquad (4.59)$$

cu deosebirea că $V_{REF}=1{,}25$ V şi $I_{AJ}=65$ µA.

Pentru a obține stabilizarea de sarcină specificată în foile de catalog, este foarte importantă reducerea rezistenței parazite a firului prin care se conectează terminalul V_{OUT}, la nodul de conectare a rezistorului R_A.

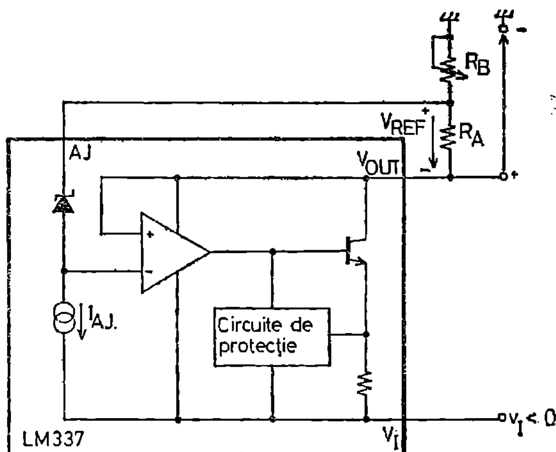


Fig. 4.54. Stabilizator de tensiune negativă cu LM 337.

Protecții în regim tranzitoriu

Fiabilitatea stabilizatoarelor de uz general din generația a doua a crescut considerabil prin integrarea circuitelor de protecție, care elimină suprasolicitările elementului regulator serie. Aceste protecții nu asigură însă o imunitate la fenomenele tranzitorii.

Utilizarea acestor circuite prezintă cîteva particularități, în sensul că, fie nu este necesară introducerea celor trei diode de protecție (vezi pag. 185), fie că trebuie introdusă o diodă suplimentară.

Îmbunătățirea unor parametri electrici, sau evitarea intrării în oscilație a stabilizatorului, solicită folosirea de condensatoare.

Dacă circuitul integrat se montează la o distanță mai mare de 10 cm de filtrul redresorului, pentru a anihila in-

ductanța parazită a firelor de conexiune, se va conecta în paralel cu intrarea un condensator C_1 (0,1 ... 10 μF).

Condensatorul C_2 se cuplează în paralel pe ieșire fie din motive de compensare în frecvență (LM 337), fie pentru a îmbunătăți stabilizarea de sarcină (fig. 4.55). Cînd valoarea sa depășește 25 μF, pentru stabilizatoarele de tensiune pozitivă, sau 20 μF pentru cele de tensiune negativă se va asigura protecția la scurtcircuitarea in-

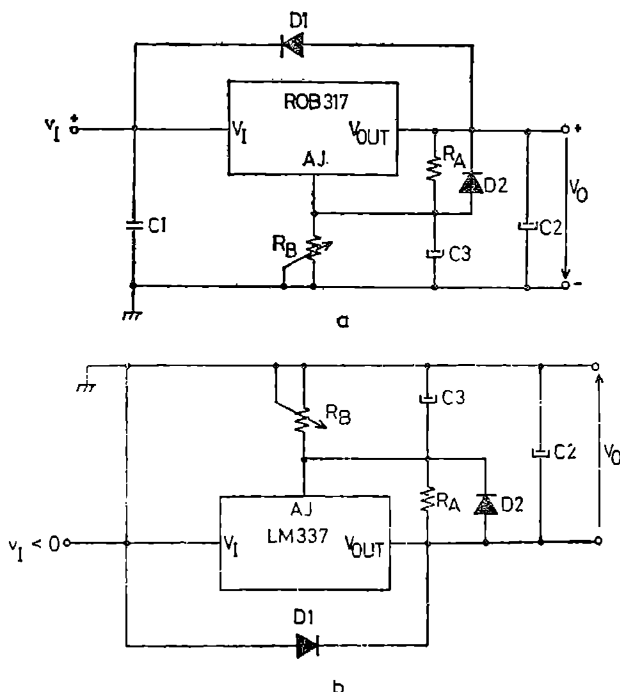


Fig 4.55. Protecții cu diode.

trării la masă prin introducerea diodei D_1. Pentru condensatoare C_2 de valori mai mici, dioda D_1 nu este necesară.

Rejecția tensiunii de ondulație se poate crește la mai mult de 80 dB conectînd în paralel pe R_B un condensa-

tor C_3. La tensiuni de ieşire $|V_0| \geqslant 25$ V şi $C_3 \geqslant 10\,\mu F$ scurtcircuitarea ieşirii la masă face ca descărcarea condensatorului C_3 prin sursa de tensiune de referinţă internă să devină distructivă. Protecţia se realizează prin introducerea diodei D_2 între terminalele V_{OUT} şi AJ.

Circuite de comandă a decuplării

Tensiunea de ieşire furnizată de sursele de alimentare construite cu stabilizatoare din generaţia a 2-a se pot decupla prin comandă electronică. Deşi circuitele de comandă sînt asemănătoare cu cele descrise într-un paragraf anterior (vezi pag. 146), mecanismul de decuplare este diferit.

Pe durata aplicării unui impuls de tensiune pozitivă pe intrarea de comandă (fig. 4.56), tranzistorul Q_A se saturează şi şuntează, rezistorul R_B. Tensiunea de ieşire cade la valoarea sa minimă egală cu $V_{REF}+V_{CES}=1{,}3$ V*. Se observă că şi în condiţii de cădere a tensiunii de ieşire, sursa poate debita curent prin sarcină.

În fig. 4.57, rezistorul R_C se dimensionează astfel încît la o tensiune pe intrarea de comandă mai mică de 0,8 V să asigure saturarea tranzistorului Q_A, indiferent de valoarea tensiunii de intrare v_I. Tensiunea pe ieşirea stabilizatorului va atinge valoarea maximă egală cu —

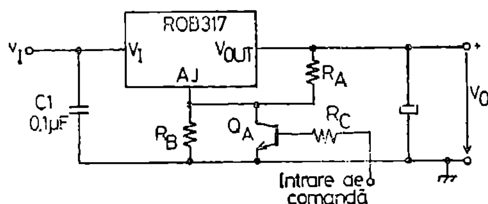


Fig. 4.56. Circuit de decuplare pentru ROB 317.

$(V_{REF}+V_{ECS})=1{,}35$ V. O tensiune de comandă de nivel ridicat determină blocarea tranzistorului Q_A, ceea ce permite ieşirii să atingă nivelul fixat prin raportul R_B/R_A.

---

* S-a considerat că tensiunea de saturaţie colector-emitor a tranzistorului Q_A este de 0,1 V

Faptul că în condiții de decuplare a ieșirii, sursa livrează o tensiune stabilizată (de valoare mică) și debitează curent prin sarcină, sugerează construcția schemei electrice din fig. 4.58.

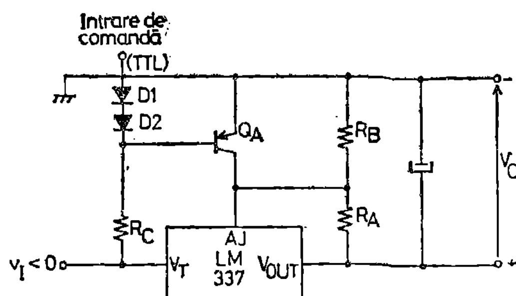


Fig. 4.57. Circuit de decuplare pentru LM 337.

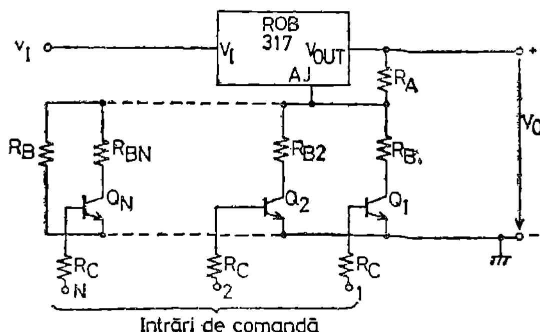


Fig. 4.58. Stabilizator de tensiune cu comandă electronică.

Cînd toate intrările de comandă sînt la un nivel de tensiune coborît, tranzistoarele Q_1, Q_2, ..., Q_n sînt blocate și tensiunea de ieșire ia valoarea maximă fixată prin raportul R_B/R_A.

Aplicarea pe oricare intrare de comandă a unui semnal de nivel ridicat saturează tranzistorul aferent și cuplează în paralel pe R_B rezistorul din colector. Tensiunea de ieșire scade corespunzător. Valoarea minimă a tensiunii

de ieşire se obţine cînd toate intrările de comandă se află conectate la un nivel de tensiune ridicat:

$$V_{0\,min}=V_{REF}\left(1+\frac{R_B/R'}{R_A}\right)R'I_{AJ}+$$
$$+V_{CES}\frac{R_B}{R_B+R'}, \quad (4.60$$

unde $R'=R_{B1}//R_{B2}//\ldots//R_{BN}$.

V_{CES} — tensiunea de saturaţie a tranzistoarelor $Q_1 \ldots Q_N$.

Deşi sursa de tensiune comandată furnizează la ieşire 2^N nivele ,numai $N+1$ dintre ele pot fi liniar independente.

Aplicaţii

Restrîngerea domeniului de aplicaţii al stabilizatoarelor din a doua generaţie (sursele de tensiune continuă, stabilizatoarele de curent, stabilizatoare cu caracteristică

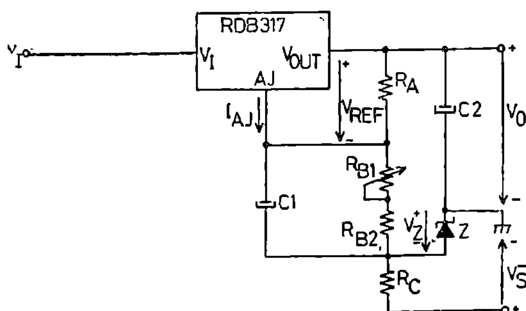


Fig. 4.59. Stabilizator de tensiune pozitivă cu reglare de la 0 V.

de ieşire dreptunghiulară etc.) este pe deplin compensată prin simplificarea proiectării fiecărei aplicaţii, prin creşterea performanţelor electrice.

Construcţia unei surse de tensiune reglabilă de la 0 V cu un stabilizator din prima generaţie este o problemă relativ complicată. Modalitatea simplă de rezolvare oferită în fig. 4.59, se bazează pe faptul că circuitul ROB 317 este un stabilizator de tip flotant.

Dioda Zener Z, polarizată prin R_C de la o tensiune nestabilizată $V_S^- < 0$, furnizează un nivel de tensiune negativ ($-V_Z$), față de care ROB 317 stabilizează tensiunea de ieșire.

$$V_0 = V_{REF}\left(1 + \frac{R_{B1} + B_{B2}}{R_A}\right) + (R_{B1} + R_{B2})\, I_{AJ} - V_Z \quad (4.61)$$

Dimensionînd corespunzător rezistorul R_{B2}:

$$R_{B2} = \frac{V_Z - V_{REF}}{R_A I_{AJ} + V_{REF}}\, R_A \quad (4.62)$$

rezistorul variabil R_{B1} va permite reglarea tensiunii de ieșire de la 0 V la 30 V.

Rezistorul R_C trebuie să asigure atît curentul consumat în gol de stabilizator (10 mA) și curentul de polarizare a diodei Zener în condiții de V_S^- minim, cît și desensibilizarea tensiunii de variațiile tensiunii V_S^-.

$$R_C = \frac{-V_S^- - V_{Z\,min}}{V_{REF} + R_A(I_Z + I_{AJ})}\, R_A \quad (4.63)$$

Rezistorul R_A trebuie să furnizeze un curent de presarcină de cel puțin 10 mA.

$$R_A \leqslant \frac{V_{REF}}{10\ \text{mA}} \quad (4.64)$$

Dioda Zener se va alege dintre cele cu un coeficient de temperatură cît mai mic.

Debitarea curentului consumat în gol prin sarcină și valoarea redusă a curentului prin terminalul de ajustare sînt particularități care recomandă stabilizatoarele din a doua generație pentru construirea unor stabilizatoare de curent de precizie (fig. 4.60).

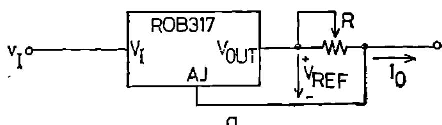
Mărimea curentului stabilizat de ieșire se controlează prin rezistorul R, între 10 mA și curentul maxim de ieșire furnizat de circuitul integrat (I_{0M}).

$$I_0 = \frac{V_{REF}}{R} + I_{AJ} \quad (4.65)$$

Curentul consumat în gol și curentul debitat prin terminalul de ajustare fiind insensibil la variația tensiunii

de intrare, stabilizarea de intrare de 0,01%/V a curentului I_0 se va menține aceeași, indiferent de nivelul fixat prin R.

Tensiunea minimă necesară pe stabilizatoarele de curent este mai mică de 4 V ceea ce face posibilă folosirea



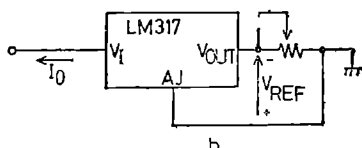


Fig. 4.60. Stabilizatoare de curent:
a — cu ROB 317.
b — cu LM 337.

lor ca limitatoare de curent (reglabile) pentru protecția altor circuite.

Circuitul prezentat în fig. 4.61 se utilizează pentru încărcarea acumulatoarelor.

Diferența dintre căderile de tensiune pe rezistoarele R_C și R_{A1} (v_{ID}) se aplică între intrările amplificatorului operațional ROB 101 (funcționează pe post de comparator):

$$V_{ID}=-\frac{R_{A1}}{R_{A1}+R_{A2}}V_{REF}+R_C i_0 \tag{4.66}$$

$$R_{A1} \ll R_{A2} \tag{4.67}$$

Pe durata încărcării acumulatorului tensiunea v_{ID} fiind pozitivă, ieșirea amplificatorului operațional va fi la un nivel apropiat de V_-. Tranzistorul Q_A se blochează (dioda electroluminescentă D_1 — stinsă), dioda D_2 este invers polarizată.

$$V_0=\left(1+\frac{R_B}{R_{A1}+R_{A2}}\right)-R_C i_0 \tag{4.68}$$

În prima fază a încărcării, curentul I_0 se menține la 2A datorită circuitului de limitare integrat în LM 317K.

Pe măsură ce acumulatorul se încarcă, tensiunea V_0 crește, curentul de încărcare i_0 scade. Cînd tensiunea V_0 atinge 14,5 V tensiunea pe R_C a scăzut suficient pentru a inversa polaritatea tensunii v_{ID}. Ieșirea amplificatorului operațional cade la circa 1 V față de masă, dioda D_2 se po-

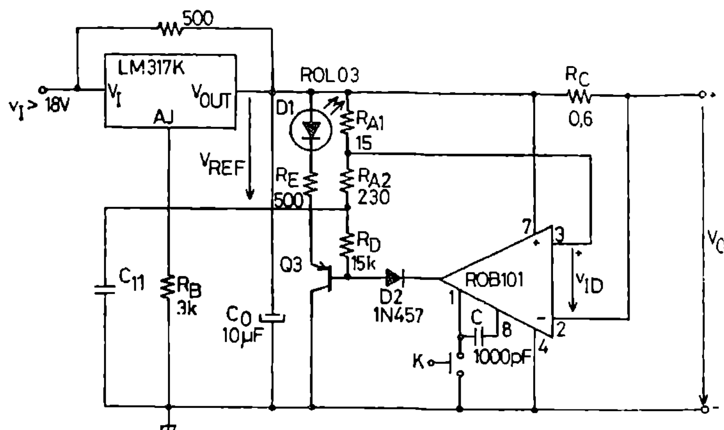


Fig. 4.61. Circuit de încărcare pentru acumulatoare.

larizează direct și permite rezistorului R_D să șunteze rezistorul R_B. Ca urmare, tensiunea pe ieșirea circuitului LM 317K scade la circa 12,5 V și procesul de încărcare încetează. Totodată deschiderea tranzistorului Q atrage după sine aprinderea diodei de semnalizare D_2.

În cazul descărcărilor ulterioare ale acumulatorului sub 12,5 V, circuitul de încărcare intră în funcțiune automat. Totuși cînd tensiunea pe acumulator scade foarte lent, intrarea în funcțiune a circuitului de încărcare se va comanda prin închiderea temporară a comutatorului normal deschis K*.

În diverse lucrări de laborator se solicită să se faciliteze posibilitatea reglării limitei curentului debitat la ieșire.

* Pentru realizarea practică a schemei descrise se recomandă: $R_{A1}=15\ \Omega$; $R_{A2}=230\ \Omega$; $R_B=3\ k\Omega$; $R_C=0{,}5\ \Omega$; $R_D=15\ k\Omega$; $R_E=500\ \Omega$.

Soluția optimă constă în construirea unui stabilizator în cuadratură (cu caracteristică de ieșire dreptunghiulară) de tipul celui prezentat în fig. 4.62. Pentru curenți de ieșire inferiori valorii limită I_{OM} aparatul se comportă ca stabilizator de tensiune. Dacă sarcina crește și curentul

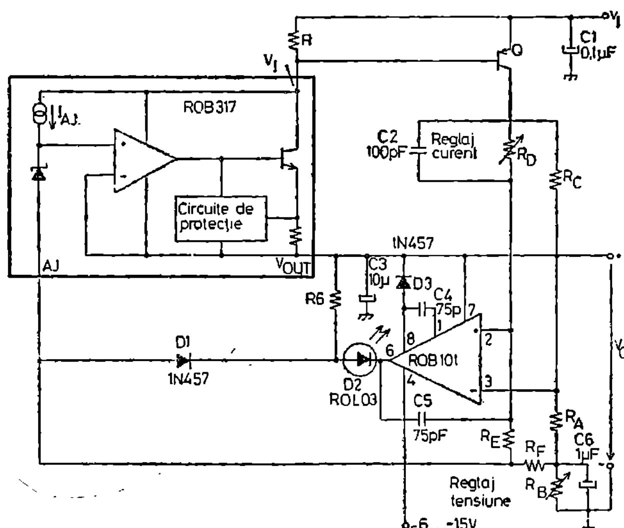


Fig. 4.62. Stabilizator în cuadratură.

de ieșire atinge limita I_{OM} aparatul se comportă ca un stabilizator de curent.

Pentru un curent de ieșire mai mic de 20 mA, tranzistorul Q este blocat. Pe măsură ce curentul crește, tranzistorul Q se deschide și preluînd debitarea de curent la ieșire, potențialul pe colectorul său începe să se ridice peste nivelul tensiunii de ieșire. Cît timp tensiunea diferențială pe intrarea amplificatorului operațional ROB 101 este pozitivă, ieșirea sa menține blocate diodele D_1, D_2, ROB 317 se comportă pe acest mod de funcționare ca un stabilizator de tensiune, nivelul de ieșire V_0 fiind fixat în principal de rezistorii R_A, R_B:

$$V_0 = V_{REF}\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right)+\left[R_B\left(1+\frac{R_F}{R_A}\right)+R_F\right]I_{AJ} \quad (4.69)$$

cu condiția ca:

$$R_E \gg R_B \left(1+\frac{R_F}{R_A}\right)+R_F \tag{4.70}$$

În cazul în care creșterea tensiunii pe R_C determină inversarea polarității tensiunii diferențiale de intrare în ROB 101, ieșirea acestuia coboară și deschide diodele D_1, D_2. La tensiunea de referință a circuitului ROB 317 se adaugă căderea de tensiune pe dioda D_1. Tensiunea obținută aplicîndu-se pe R_G are ca efect stabilizarea curentului prin rezistorul R și implicit a curentului prin colectorul tranzistorului Q. Curentul de ieșire se stabilizează la valoarea:

$$I_{OM}=\frac{R_D}{R_E}\cdot\frac{V_{REF}}{R_C} \tag{4.71}$$

în condițiile respectării relației (4.70). La creșterea sarcinii tensiunea de ieșire începe să scadă.

Funcționarea ca stabilizator de curent se semnalizează prin dioda electroluminescentă D_2. Pentru aplicație se recomandă folosirea pentru Q a unui tranzistor de putere (compus) și următoarele valori pentru rezistoare: R=33 Ω; R_A=200 Ω; R_B=5 kΩ (variabil); R_C=0,2 Ω (5 W); R_D= =250 kΩ (variabil); R_E=330 kΩ; R_F=220 Ω; R_G=680 Ω. Tensiunea de ieșire se reglează prin rezistorul R_B între 1,7 și 30 V.

Limita maximă a curentului de ieșire se reglează independent de nivelul tensiunii de ieșire prin rezistorul R_F între 0 și 5 A.

4.3. Stabilizatoare de tensiune fixă

4.3.1. Caracteristici

Versatilitatea stabilizatoarelor de tensiune continuă de uz general conduce la două inconveniente. În proiectarea aplicațiilor (relativ laborioasă), se face apel la compo-

nente externe. Performanțele electrice obținute pot implica costuri de producție destul de ridicate.

Stabilizatoarele de tensiune fixă uzuale s-au proiectat în ideea folosirii pentru stabilizarea locală a tensiunii de alimentare pe module cu circuite integrate. Ele aduc avantajele simplității maxime de utilizare și optimizării raportului cost-performanță. În acest scop, s-a recurs la diversificarea lor pe două direcții: tensiune de ieșire și curent maxim de ieșire (fig. 4.63). Totodată s-a impus limita celor trei terminale pentru a se livra în capsule ieftine (TO-3, TO-39, TO-92, TO-202, TO-220), adaptate la nivelul maxim de curent furnizat la ieșire.

Caracteristicile generale ale acestui tip de stabilizatoare sînt:

— în aplicațiile de bază nu necesită componente externe,

— tensiunea de ieșire, fixată intern, se garantează cu o precizie de 4—6% (variante comerciale).

— limita curentului maxim de ieșire, fixată intern prin circuitul de protecție la suprasarcină, este în general dependentă de temperatură (excepții — stabilizatoarele din seriile μA 79M00; LM 120; LM 145).

— stabilizatoarele conțin circuitul de menținere a funcționării tranzistorului serie în aria de siguranță (vezi fig. 4.64)*.

— circuitul de protecție intern (T_{JM}=150°C) asigură imunitate la scurtcircuitarea ieșirii la masă pe o durată nedefinită.

Stabilizările de intrare și de sarcină, rejecția tensiunii de ondulație prezintă valori satisfăcătoare pentru cea mai mare parte din aplicații (vezi tabel 4.3). Se remarcă totuși că nivelul de performanță este inferior stabilizatoarelor de uz general din a doua generație.

Stabilizatoarele de tensiune fixă uzuale se utilizează frecvent la o putere disipată apropiată de valoarea maxim admisă. În vederea dimensionării corecte a radiatorului,

* La stabilizatoarele din seria μA 78L00 această protecție s-a realizat prin supradimensionarea ariei de emitor a tranzistorului serie.

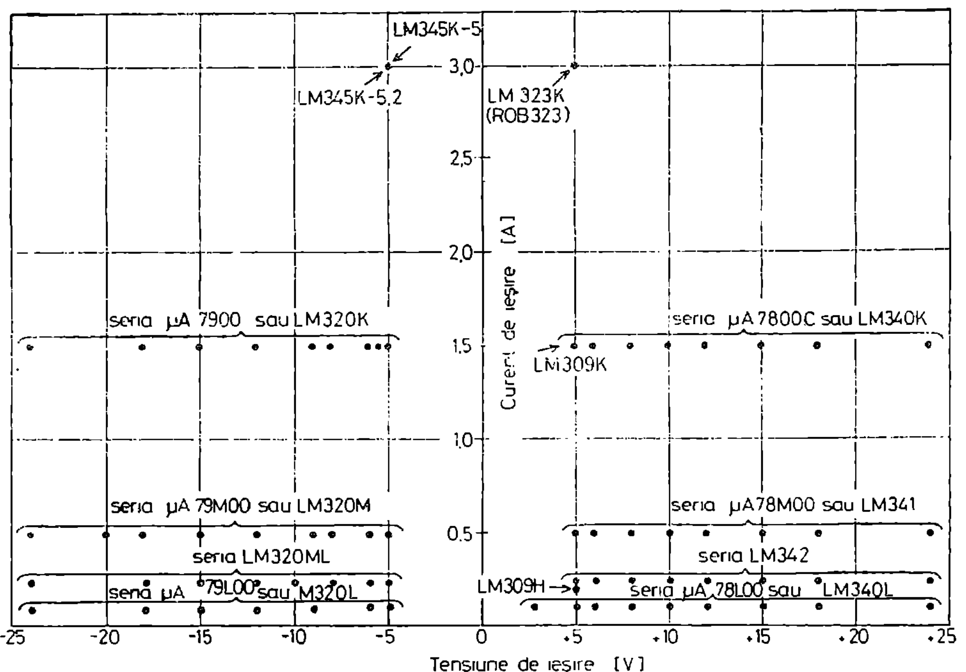


Fig. 4.63. Ghid de selectare pentru stabilizatoare de tensiune fixă uzuale.

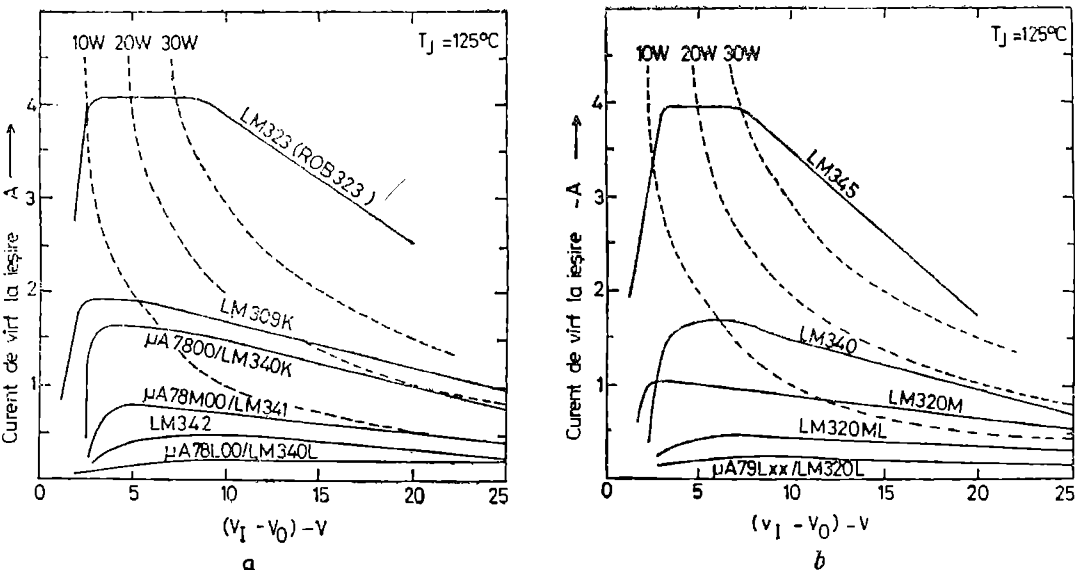


Fig. 4.64. Curent de vîrf la ieșire funcție de diferența de tensiune intrare-ieșire:
a — stabilizatoare de tensiune pozitivă,
b — stabilizatoare de tensiune negativă.

Tip circuit	Tip capsula	I_{OM} (A)	Tensiune de V_O(V)
TENSIUNE POZITIVĂ			
LM 323 K	TO-3	3,0	5
LM 309 K	TO-3	1,5	5
µA 7800 C	TO-3	1,5	5; 6; 8; 10; 12; 15; 18; 24
LM 340 K	TO-3	1,5	5; 6; 8; 10; 12; 15; 18; 24
µA 78M00C	TO-202	0,5	5; 6; 8; 10; 12; 15; 18; 24
LM 309 H	TO-39	0,2	5
LM 340 L	TO-39	0,1	5; 6; 8; 10; 12; 15; 18; 24
µA 78L00C	TO-39	0,1	
TENSIUNE NEGATIVĂ			
LM 345 K	TO-3	3,0	−5,0; −5,2
µA 7900 C	TO-3	1,5	−5,0; −5,2; −6; −8; −9; −12; −15; −18; −24
LM 320 K	TO-3	1,5	−5,0; −5,2; −6; −8; −9; −12; −15; −18; −24
µA 79M00C	TO-202	0,5	−5; −6; −8; −12; −15; −24
LM 320 M	TO-202	0,5	−5; −5,2; −6; −8; −9; −12; −15; −18; −24
LM 320 ML	TO-39	0,25	−5; −6; −8; −10; −12; −15; −18; −24
µA 79L00C	TO-39	0,1	−5; −12; −15; −18; −24

fixă uzuale

Tabelul 4.3

Ieşire %	V_{IM}	K_V $\Delta V_I=1V$ (% V_0)	K_L (% V_0)	R.R (dB)	$\|v_I-V_0\|$ (V)
4	20	0,01	0,05	80	2
4	35	0,004	1,0	80	1—2
4	35	0,03	0,5	66—80	1,6—2
4	35	0,02	0,1	66—80	1,6—2
4	35	0,03	0,5	66—80	1,6—2
4	35	0,004	0,4	80	1—2
4	35	0,02	0,25	45—62	1,5—2
2	35	0,03	0,25	45—60	1,5—2
4	20	0,008	0.6	68	2
4	35	0,03	0,4	66—70	2—4
4	25(35)	0,02	0,3	64—80	2
4	35	0,03	0,7	58—60	2
4	35	0,02	0,6	60—80	2
4	35	0,02	0,6	60—80	2
4	35	0,02	0,6	50—55	2

foile de catalog specifică rezistența termică jocțiune-capsulă.

Proiectarea aplicațiilor de tip flotant se facilitează prin garantarea valorii maxime a variației curentului consumat în gol (ΔI_G), pentru o variație specificată a tensiunii de intrare. De asemenea, se indică rezistența (dinamică) văzută la ieșirea stabilizatorului, la o frecvență specificată.

Dat fiind costul redus și gradul ridicat de diversificare stabilizatoarele de tensiune fixă uzuale au restrîns considerabil piața stabilizatoarelor de uz general.

4.3.2. **Tipuri reprezentative**

Aspectele legate de construcția schemei electrice a stabilizatoarelor de tensiune fixă uzuale se prezintă prin descrierea circuitelor din seriile, μA 7800 (tensiune pozitivă), respectiv μA 7900 (tensiune negativă). Alegerea lor ca tipuri reprezentative se datorează popularității de care se bucură printre utilizatori. În fig. 4.65 se prezintă schema de principiu a stabilizatorului din seria μA 7800.

Tranzistoarele $Q_1, \ldots Q_7$ alcătuiesc împreună cu rezistoarele aferente o sursă de tensiune de referință de tip bandă interzisă de 5 V. Tranzistorul compus Q_3, Q_4, R_4, Q_{11}, R_6 constituie un amplificator de eroare inclus în sursa de referință, ceea ce diminuează tensiunea de zgomot la ieșire. Rezistorul R_1 fixează curentul prin generatorul Q_8, Q_9 (sarcină activă a amplificatorului de eroare).

Elementul regulator serie format din Q_{16}, Q_{17} este capabil să furnizeze un curent de ieșire de peste 1,5 A.

Joncțiunea bază-emitor a tranzistorului de limitare Q_{15} se prepolarizează prin divizorul rezistiv R_{21}, R_{12}, pentru a reduce valoarea rezistenței de sesizare R_{11}. Prin intermediul tranzistorului Q_{15} acționează și circuitul de menținere a funcționării tranzistorului Q_{17} în aria de siguranță (Z_2, R_{13}, R_{12}, R_{11}).

Dioda Zener Z_1, repetorul Q_{12} și divizorul rezistiv R_7, (R_6+R_5) furnizează tensiunea de prepolarizare, la $T_j = 25°C$, a bazei tranzistorului senzor de temperatură Q_{14}.

La pornire, tranzistorul Q_{13} furnizează curent prin R_1 sursei de referință. După atingerea potențialului de regim permanent (5 V pe baza lui Q_6, tranzistorul Q_{13} se blochează.

Pentru fiecare tip de circuit din seria μA 7800, nivelul tensiunii de ieşire se fixează pe cip, selectînd cu o mască

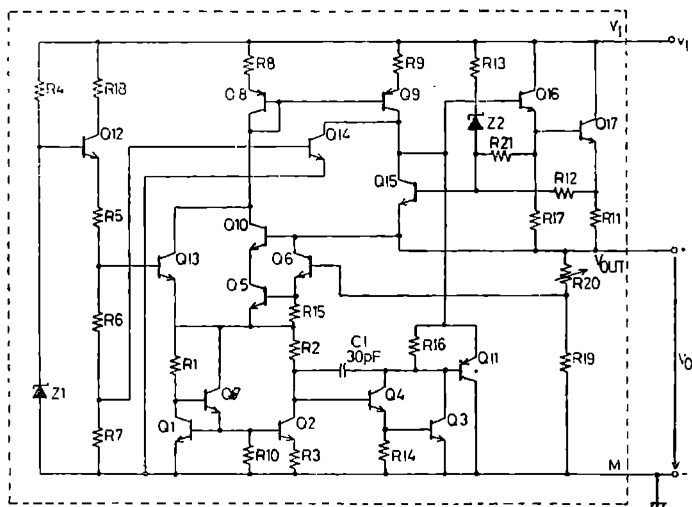


Fig. 4.65. Schemă electrică echivalentă pentru stabilizatoarele din seria μA 7800.

de interconexiuni adecvată valoarea corespunzătoare a rezistenței R_{20}.

Sursa de tensiune de referință din circuitele seriei μA 7900 (fig. 4.66) furnizează două nivele de tensiune compensate termic. Un nivel de —2,33 V, obținut prin divizarea tensiunii diodei Zener Z_2 cu ajutorul tranzistoarelor Q_3, Q_4, Q_5 şi a rezistoarelor R_1, R_2 se utilizează în stabilizatoarele de —5 V, —6 V, şi —8 V. Dioda Zener Z_2 şi repetorul Q_3 se polarizează la curent constant prin oglinda de curent Q_7, Q_8.

Al doilea nivel de referință, de —6,2 V, obținut prin adiționarea unei fracțiuni din tensiunea colector-emitor a

tranzistorului Q_6 la tensiunea diodei Zener Z_2, se utilizează pentru tensiuni de ieşire cuprinse între —12 V şi —24 V.

Acest artificiu îmbunătăţeşte stabilizarea de intrare la tensiuni de ieşire mai negative de —12 V.

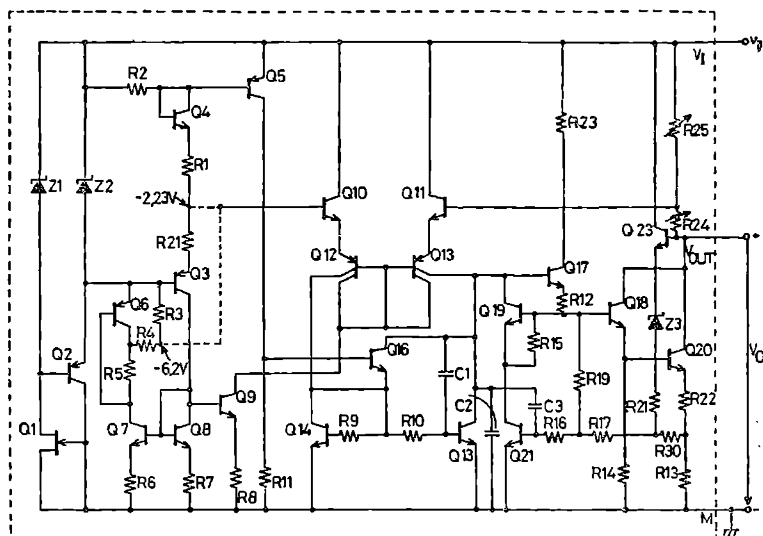


Fig. 4.66. Schemă electrică echivalentă pentru stabilizatoarele din seria μA 7900.

Repetorul pe emitor Q_{17} separă amplificatorul de eroare compus dintr-un etaj diferenţial (Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}, Q_{13}) cu sarcină activă (Q_{14}, Q_{15}), de tranzistorul regulator serie (Q_{18}, Q_{20}). Amplificatorul de eroare se compensează în frecvenţă prin reţeaua R_9, R_{10}, C_1, C_2. Deoarece tranzistorul serie funcţionează ca amplificator în conexiunea emitor comun, pentru compensarea în frecvenţă a stabilizatorului este necesar să se conecteze un capacitor extern între terminalele V_{OUT} şi M.

Limitatorul de curent, alcătuit din R_{13}, R_{30}, Q_{21}, Q_{19}, compensat în frecvenţă prin R_{16}, C_3, protejează circuitul la suprasarcină. Tranzistorul Q_{23}, dioda Zener Z_3 şi re-

zistorul R_{21}, mențin funcționarea tranzistorului serie în aria de siguranță. R_2, Q_5, R_{11}, Q_{16}, formează circuitul de protecție termică.

Circuitul de pornire este format din tranzistorul cu efect de cîmp cu joncțiune Q_1, dioda Zener Z_1 și tranzistorul Q_2.

Tensiunea de ieșire a stabilizatorului se fixează pe cip, prin selectarea cu o mască de interconexiuni adecvată a nivelului tensiunii de referință și a raportului rezistoarelor R_{24}/R_{25}.

4.3.3. Aplicații

Recomandările cu caracter general din paragraful anterior rămîn valabile și pentru aplicațiile stabilizatoarelor de tensiune fixă uzuale.

Rezistențele și inductanțele parazite se vor minimiza folosind conductoare cu secțiune suficient de mare și de lungime cît mai mică. Prin conectarea tuturor firelor de legătură la masă într-un singur nod (la terminalul *M*) se va evita apariția unor curenți prin buclele create între puncte de masă diferite.

Cînd stabilizatorul integrat se plasează la o distanță mai mare de 5 cm față de filtrul redresorului, se va cupla la intrare un capacitor C_1 (ceramic — 0,22 μF, cu tantal — 2 μF, electrolitic cu aluminiu — 25 μF.

Cuplarea unui condensator C_2 la ieșire (necesar din motive de compensare în frecvență la stabilizatoarele de tensiune negativă) va reduce impedanța de ieșire la frecvențe mari, unde amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului de eroare începe să scadă.

Pentru fiecare aplicație se va analiza necesitatea protecției stabilizatorului, cu diode, la fenomenele de regim tranzitoriu.

Fig. 4.67 prezintă aplicațiile de bază ale stabilizatoarelor de tensiune fixă uzuale.

Decuplarea automată a tensiunii de ieșire se realizează printr-un circuit de comandă extern conectat între intrare și masă (fig. 4.68).

Tranzistorul Q_A joacă rolul de comutator electronic comandat prin intermediul tranzistorului Q_B. Aplicarea unei tensiuni de nivel ridicat pe intrarea de comandă saturează pe Q_B, care permite deschiderea lui Q_A. Rezistoa-

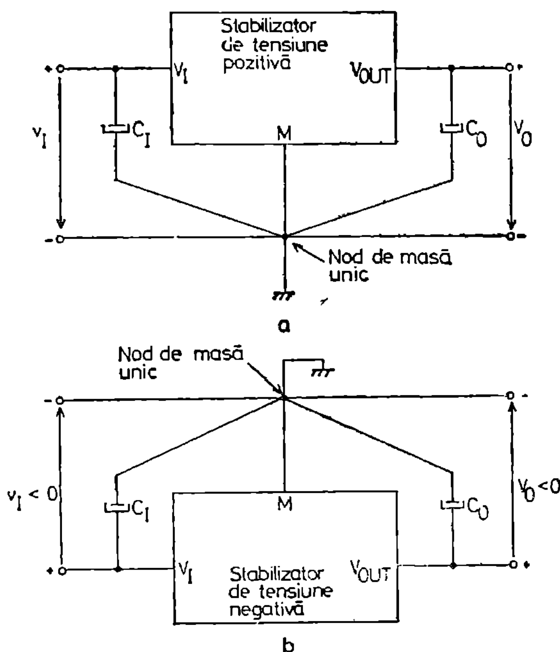


Fig. 4.67. Aplicații de bază ale stabilizatoarelor de tensiune fixă uzuale:
a — tensiune pozitivă,
b — tensiune negativă.

rele R_A, R_B se dimensionează astfel încît să asigure deschiderea tranzistorului Q_A în cele mai dificile condiții:

$$R_B = \frac{v_{I_{min}} - V_{BEA}}{I_0} \beta_{A\ sat} \tag{4.72}$$

unde $\beta_{A\ sat}$ este cîștigul în curent al tranzistorului Q_A în saturație.

De obicei, puterea disipată pe R_B depăşeşte 0,5 W. Timpii de comutare sînt determinați, în primul rînd, de valoarea constantei de timp R_LC_2 şi în al doilea rînd, de caracteristicile electrice ale stabilizatorului şi tranzistoarelor.

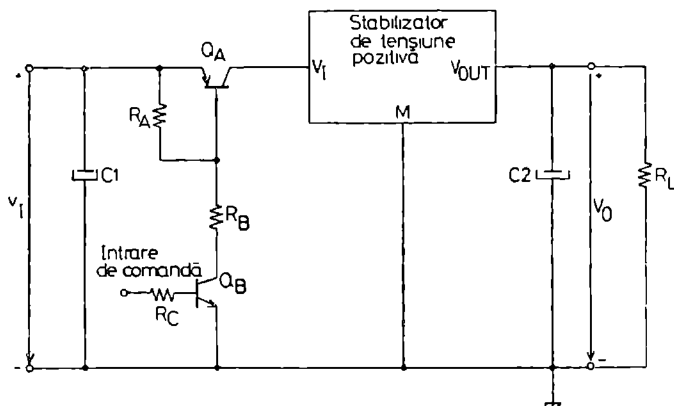


Fig. 4.68. Stabilizator de tensiune cu circuit de decuplare.

Extinderea domeniului de curent la ieșire

Creşterea curentului furnizat (absorbit) la ieşire peste valoarea maximă fixată intern prin circuitul de limitare integrat în stabilizator se obține prin:

— conectarea în paralel a mai multor stabilizatoare,

— utilizarea unui tranzistor extern de putere.

În primul caz, (fig. 4.69), stabilizatoarele se selectează astfel ca tensiunile de ieşire să se înscrie într-un interval maxim de circa 50 mV. Nerespectarea condiției de împerechere conduce la o distribuire inegală a curentului de ieşire, prin stabilizatoarele integrate.

Operația laborioasă de sortare necesară pentru schema din fig. 4.69 se evită utilizînd două amplificatoare operaționale ieftine, de uz general (βA 741), aşa cum se arată în fig. 4.70.

Precizia de împerechere a rezistoarelor R_A, R_B, R_C, se transferă asupra distribuirii curentului de ieşire prin stabilizatoare. Prin dimensionarea rezistoarelor R_D, R_E se va asigura scurgerea curentului consumat în gol de fiecare circuit integrat (20 mA) la sursa de alimentare cu tensiu-

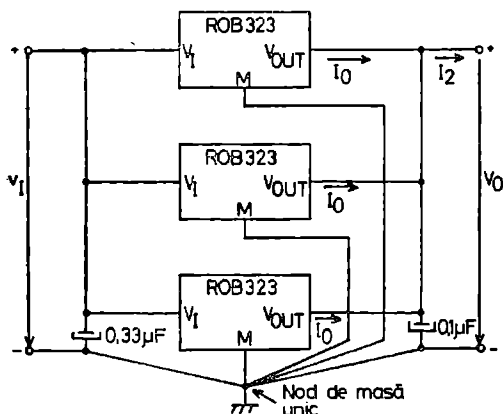


Fig. 4.69. Creşterea curentului de ieşire prin conectarea stabilizatoarelor în paralel.

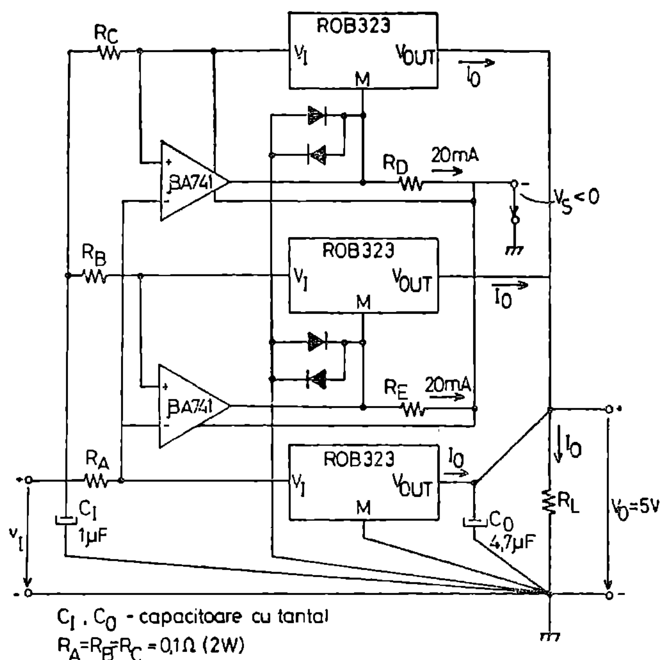


Fig. 4.70. Echilibrarea distribuţiei de curent prin stabilizatoare.

ne negativă (nestabilizată). Diodele limitează excursia de potențial pe terminalele M la $\pm 0{,}7$ V față de masă.

Se observă că factorul de multiplicare al curentului maxim furnizat la ieșire (I_{LM}/I_{OM}) este egal cu numărul de stabilizatoare conectate în paralel. Pentru un factor de multiplicare mai mare de 3, această tehnică devine prea costisitoare, drept care se recurge la un tranzistor extern de putere (fig. 4.71).

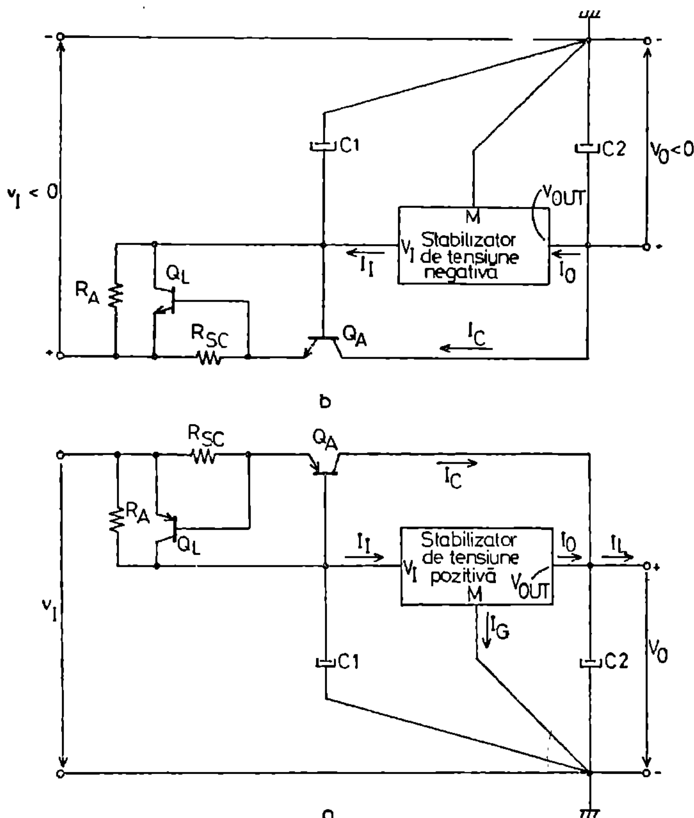


Fig. 4.71. Creșterea curentului de ieșire cu un tranzistor extern:

a — tensiune pozitivă,
b — tensiune negativă.

Tranzistorul Q_A furnizează cea mai mare parte din curentul debitat prin sarcină (I_L):

$$I_L=(\beta_A+1)I_0+\beta_A\left(I_G-\frac{V_{BEA}}{R_A}\right) \quad (4.73)$$

unde β_A şi V_{BEA} sînt parametrii tranzistorului Q_A. Rezistorul R_A va asigura o tensiune suficientă pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului Q_A în condiţii de curent maxim prin sarcină şi β_A minim:

$$R_A=\frac{V_{BEA}}{I_{OM}+I_G-\frac{I_{L\,Max}}{\beta_{A\,min}}}\ ;\ \beta_{A\,min}\gg 1 \quad (4.74)$$

Tranzistorul Q_L şi rezistorul R_{SC} protejează tranzistorul Q_A la suprasarcină.

Distribuirea curentului de ieşire I_L pe cele două componente I_0 şi I_C (curent de colector al tranzistorului Q_A) este dependentă de β_A. Dispersia valorilor acestui parametru poate crea neplăceri, care pot fi evitate utilizînd schema din fig. 4.72. Distribuirea curentului I_L în cele două componente se controlează prin raportul rezistenţelor R_B, R_C. În ipoteza că tensiunea pe dioda D este egală cu tensiunea V_{BEA} se arată uşor că:

$$\frac{I_{RB}}{I_{RC}}=\frac{R_C}{R_B} \quad (4.75)$$

$$I_L=I_{RB}+I_{RC}-I_G \quad (4.76)$$

Dacă $\beta_A\gg 1$ rezultă:

$$I_{L\,Max}=\left(1+\frac{R_C}{R_B}\right)\left(I_{OM}+I_G-\frac{V_{BEA}}{R_C}\right)-I_G \quad (4.77)$$

Rezistorul R_A se dimensionează într-o manieră similară cu cea prezentată în aplicaţia anterioară.

Controlul exercitat asupra distribuirii curentului I_L prin raportul R_L/R_B extinde protecţia internă la suprasarcină a circuitului integrat şi asupra tranzistorului Q_A. Acelaşi fenomen de extindere are loc şi în cazul protecţiei termice dacă cele două componente de putere prezintă

rezistențe termice joncțiune-capsulă egale și raportul dintre capacitățile termice ale radiatoarelor se menține egal cu R_B/R_C.

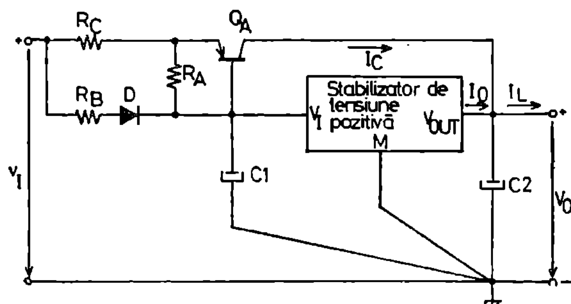


Fig. 4.72. Echilibrarea distribuției de curent prin stabilizator și tranzistorul extern.

Extinderea domeniilor de tensiune

În acest paragraf se prezintă tehnici de extindere a domeniului tensiunii de intrare și/sau ieșire peste limitele admise de foile de catalog ale stabilizatoarelor integrate.

Alimentarea stabilizatorului cu o tensiune superioară tensiunii de intrare maxim admise se poate realiza în două moduri.

În fig. 4.73 dioda Zener Z și rezistorul R prestabilizează tensiunea de alimentare la un nivel convenabil.

$$V_I = V_Z - V_{BE} < V_{IM} \qquad (4.78)$$

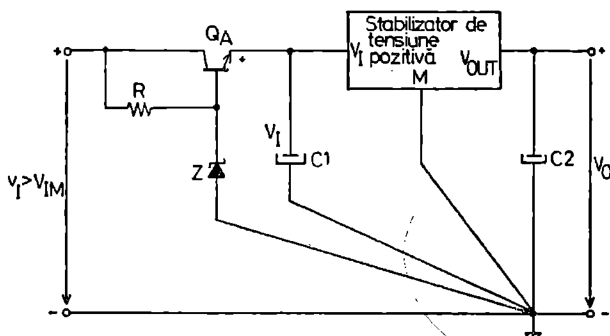


Fig. 4.73. Extinderea domeniului tensiunii de intrare prin divizare.

Curentul de alimentare a stabilizatorului se furnizează prin tranzistorul Q. Rezistorul R trebuie să asigure curent suficient pentru polarizarea bazei tranzistorului Q şi a diodei Zener.

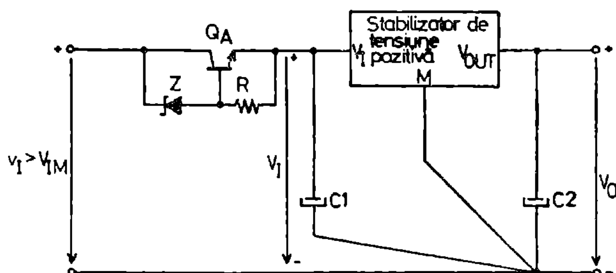


Fig. 4.74. Extinderea domeniului tensiunii de intrare prin înserierea unei diode Zener.

În fig. 4.74 dioda Zener Z, tranzistorul Q_A și rezistorul R alcătuiesc o diodă Zener de curent mare (ieftină), care se înseriază la intrarea stabilizatorului.

$$V_I = v_I - (V_Z + V_{BE}) < V_{IM} \tag{4.79}$$

Înlocuirea diodei Zener compusă, printr-un rezistor de putere nu este recomandabilă, deoarece deteriorează stabilizarea de sarcină a tensiunii de ieşire.

Creşterea tensiunii de ieşire la un nivel (V_E) superior celui furnizat de stabilizatorul integrat (V_0) se realizează cu o schemă de tip flotant. Dioda Zener Z_A (fig. 4.75) translatează potențialul pe terminalul M la nivelul:

$$V_{ZA} = V_E - V_0 \tag{4.80}$$

Tranzistorul Q_A, dioda Zener Z_B și rezistorul R prestabilizează și reduce tensiunea aplicată între terminalele V_I şi M. În condiții de sarcină mare, dioda D_1 ajută pornirea circuitului. Dacă ieşirea se scurcircuitează, dioda D_1 aduce potențialul terminalului M la mai puțin de 1 V față de masă, limitînd diferența de tensiune intrare-ieşire pe stabilizator la $V_{ZB} - V_{BEA} + V_{D1}$.

Se observă totuși, că această diferență de tensiune rămîne la valoare relativ ridicată. În vederea evitării unui radiator supradimensionat pentru stabilizator, se recurge la schema din fig. 4.76, care prezintă o modalitate de re-

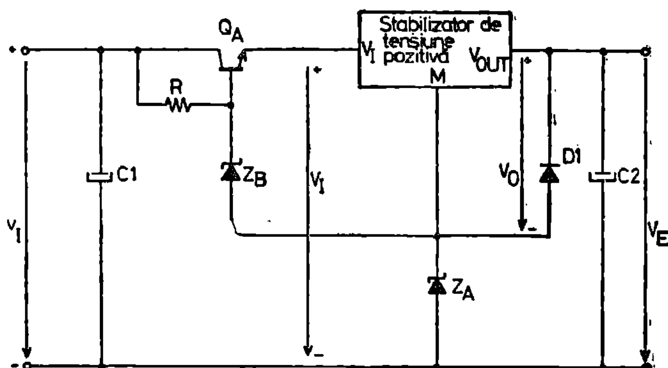


Fig. 4.75. Extinderea domeniului tensiunii de ieșire.

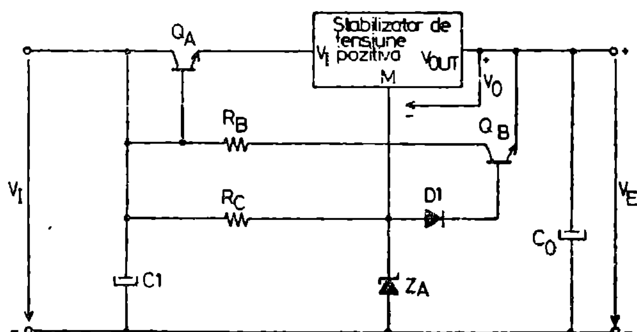


Fig. 4.76. Extinderea domeniului tensiunii de ieșire cu protecție suplimentară la scurtcircuit.

ducere a puterii disipate în condiții de scurtcircuit la ieșire.

În funcționare normală, tranzistorul Q_B este blocat, tranzistorul Q_A furnizează stabilizatorului curentul de intrare. Dioda Zener Z_A se polarizează prin rezistorul R_C.

Cînd ieșirea cade la masă, rezistorul R_C va asigura un curent suficient pentru a satura tranzistorul Q_B. Ca urmare potențialul pe baza tranzistorului Q_A coboară și diferența de tensiune intrare-ieșire pe stabilizator se reduce.

Dioda D_1 protejează tranzistorul Q_B la tensiuni bază-emitor inverse excesive.

La conectarea alimentării, capacitorul C_1 (de valoare mare) va întîrzia creșterea tensiunii de intrare astfel încît să poată fi urmărită de potențialul pe terminalul M. În caz contrar, tranzistorul Q_B fiind blocat, pe stabilizator se va aplica întreaga tensiune de intrare.

O altă modalitate de translatare a potențialului pe terminalul M se prezintă în fig. 4.77. Deși schema electrică este asemănătoare cu schemele descrise în capitolul anterior, dedicat stabilizatoarelor de uz general din a doua generație, există mai multe deosebiri. La stabilizatoarele de tensiune fixă, curentul consumat în gol se scurge prin terminalul M și nu prin terminalul V_{OUT}. Curentul consumat în gol (I_G) mult mai mare decît curentul prin terminalul ajustare (I_{AJ}) și dependența sa mai pronunțată

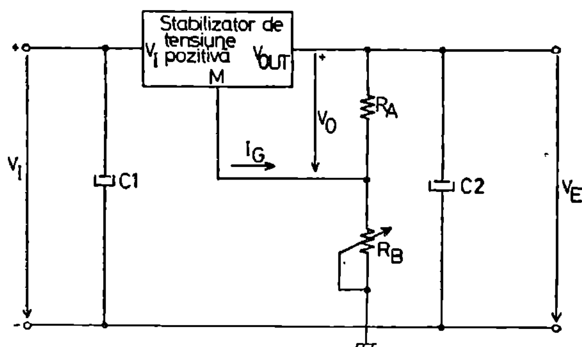


Fig. 4.77. Stabilizator de tensiune ajustabilă.

față de variațiile tensiunii de intrare și temperaturii, afectează în mod negativ performanțele de stabilizare ale tensiunii V_E:

$$V_E = \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)V_0 + R_B\, I_G \qquad (4.81)$$

Efectele variațiilor tensiunii de intrare, respectiv ale curentului de sarcină asupra tensiunii V_E se pot aproxima prin relațiile:

$$\frac{\Delta V_E}{\Delta v_I}=\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right)\frac{K_V V_0}{\Delta v_I}+R_B\frac{I_G}{v_I}\Bigg|\, I_0,\ T_A=\text{constant} \quad (4.82)$$

$$\frac{\Delta V_E}{\Delta i_0}=\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right)\frac{K_L V_0}{\Delta i_0}+R_B\frac{\Delta I_G}{\Delta i_0};\ \Bigg|\, V_I,\ T_A=\text{constant} \quad (4.83)$$

unde K_V, K_L sînt stabilizările de intrare, respectiv sarcină ale circuitului integrat.

Utilizarea unui amplificator operațional de uz general (fig. 4.78) elimină efectele negative generate de curentul consumat în gol. Potențialul pe terminalul M se deplasează la nivelul tensiunii aplicate pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional.

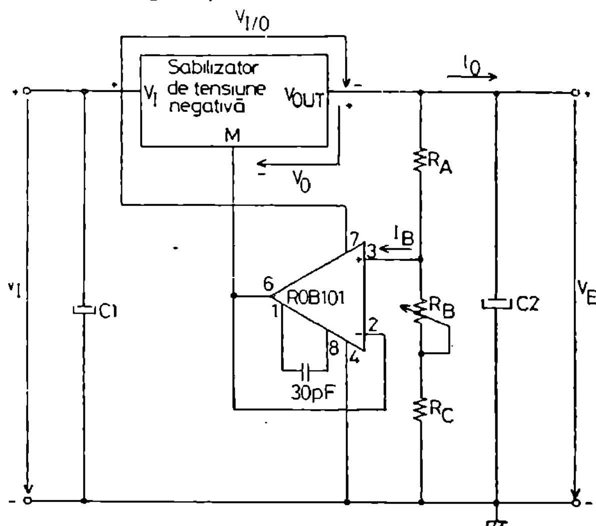


Fig. 4.78. Stabilizator de tensiune ajustabilă îmbunătățit.

Tensiunea de ieșire V_E se poate ajusta prin rezistorul R_B conform relației:

$$V_E=\left(1+\frac{R_B+R_C}{R_A}\right)V_0 \quad (4.84)$$

Valoarea minimă a acesteia este determinată de tensiunea de ieşire a stabilizatorului integrat (V_0) şi de tensiunea minimă de intrare pe mod comun a amplificatorului operaţional (V_{ICmin})

$$V_{E\,min}=V_0+V_{IC\,min} \tag{4.85}$$

În aceste condiţii, $R_B=0$ şi:

$$\frac{R_C}{R_A}=\frac{V_{IC\,min}}{V_0} \tag{4.86}$$

Valoarea maximă a tensiunii V_R se determină din condiţia de respectare a diferenţei de tensiune intrare-ieşire minimă pe stabilizatorul integrat (notată pentru această aplicaţie cu $V_{I/0}$)

$$V_{E\,Max}=\left(1+\frac{R_{B\,Max}+R_C}{R_A}\right)V_0 \quad v_{I\,min}-V_{I/0\,min} \tag{4.87}$$

Curentul prin divizorul rezistiv trebuie să fie mult mai mare decît curentul de polarizare la intrare (I_B) al amplificatorului de eroare, în orice condiţii:

$$\frac{V_{Emin}}{R_A+R_C}\gg I_B; \quad \frac{V_{E\,max}}{R_A+R_{B\,max}+R_C}\gg I_B; \tag{4.88}$$

Tensiunea de intrare v_I se va limita la tensiunea maximă de alimentare a amplificatorului operaţional. Stabilizările de intrare şi de sarcină pentru tensiunea V_E se pot aprecia prin relaţiile:

$$\left.\frac{\Delta V_E}{V_E}\right|_{\Delta v_I}\times 100=K_V;\ I_0,\ T=\text{constant} \tag{4.89}$$

$$\left.\frac{\Delta V_E}{V_E}\right|_{\Delta i_0}\times 100=K_L;\ V_I,\ T=\text{constant} \tag{4.90}$$

unde K_V, K_L sînt parametrii stabilizatorului integrat.

Stabilizatoare de curent

Deficienţele generate de curentul consumat în gol (I_G) al stabilizatoarelor de tensiune fixă uzuale se regăsesc şi la stabilizatoarele de curent (debitat, respectiv absorbit) din fig. 4.79.

Mărimea curentului stabilizat I_0 se fixează prin rezistorul R_A:

$$I_0 = \frac{V_0}{R_A} + I_G \tag{4.91}$$

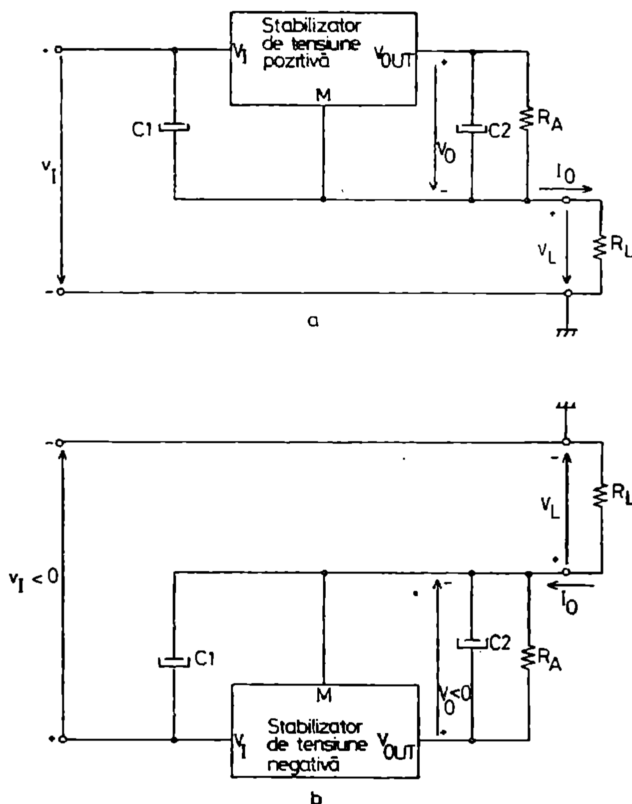


Fig. 4.79. Stabilizatoare de curent:
a — debitat,
b — absorbit.

Variațiile tensiunii de intrare sau sarcinii afectează nivelul curentului stabilizat atît prin variațiile tensiunii V_0 cît și ale curentului consumat în gol.

Totuși, performanțele care se obțin sînt satisfăcătoare pentru o gamă largă de aplicații.

4.4. Stabilizatoare de tensiune duale

4.4.1. Caracteristici

Majoritatea circuitelor integrate analogice se alimentează de la două surse de tensiune continuă (una pozitivă, alta negativă). Tensiunile de alimentare pot fi simetrice sau nesimetrice față de masă. De obicei, raportul dintre ele trebuie să se încadreze între limite relativ stricte, astfel că se poate vorbi de o condiție de împerechere.

Această condiție trebuie menținută pe parcursul funcționării sistemului. Dacă, din diverse cauze, una din tensiuni se deplasează într-un sens, cealaltă trebuie să se deplaseze în sens contrar, pentru a restabili raportul dintre ele, existent inițial.

Proprietatea de autoajustare a tensiunii pe una din ieșirile unui stabilizator de tensiune continuă dual, în funcție de variația tensiunii pe cealaltă ieșire, pentru a menține invariantă o relație dintre ele, poartă numele de urmărire.

Calificativul „cu urmărire" se atribuie stabilizatoarelor duale înzestrate cu această proprietate.

Stabilizatoarele de tensiune duale se pot construi prin mai multe metode.

Dacă aplicația nu impune condiții de împerechere și urmărire între tensiunile de alimentare, se utilizează, pur și simplu, două stabilizatoare de tensiune continuă independente cu o singură ieșire.

Cînd se cere respectarea celor două condiții, metodele de construcție bazate pe stabilizatoare cu o singură ieșire fie utilizează posibilități de conectare particulară a acestora, fie le combină cu amplificatoare operaționale, tranzistoare etc. Descrierea acestor metode constituie obiectul paragrafului 4.4.5.

Toate stabilizatoarele de tensiune continuă duale monolitice sînt cu urmărire. Ele s-au construit pe principiul prezentat în fig. 4.80.

Stabilizatorul cu o singură ieșire S furnizează direct unul din nivelele de tensiune de ieșire. Nivelul de tensiune complementar se obține prin inversarea polarității primului nivel cu ajutorul unui amplificator operațional

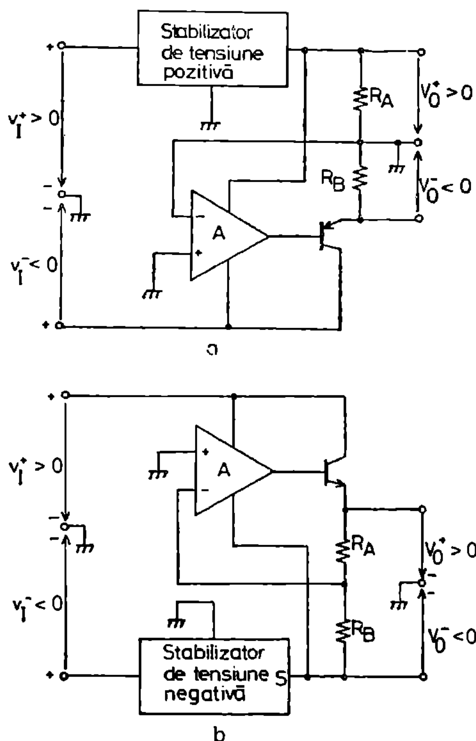


Fig. 4.80. Stabilizatoare de tensiune duale cu urmărire:

a — tensiunea de ieșire negativă urmărește tensiune pe ieșire pozitivă,

b — tensiunea de ieșire pozitivă urmărește tensiunea pe ieșirea negativă.

A, urmat de tranzistorul regulator serie și al rețelei de reacție R_A, R_B. Intrarea neinversoare a amplificatorului operațional (utilizat ca amplificator de eroare) fiind co-

nectată la masă, între cele două tensiuni de ieşire există relaţia:

$$\frac{V_0^+}{V_0^-} = -\frac{R_A}{R_B} \tag{4.92}$$

Un avantaj al stabilizatoarelor duale cu urmărire constă în posibilitatea de ajustare simultană a tensiunilor de ieşire printr-un singur potenţiometru, care se plasează în reţeaua rezistivă de fixare a nivelului tensiunii furnizate de stabilizatorul S.

Caracteristicile principale ale familiei stabilizatoarelor de tensiune duale monolitice sînt:

— admit între cele două terminale de intrare o tensiune de 60 V (mai mare cu 20 V faţă de tensiunea admisă pentru alimentarea circuitelor integrate liniare uzuale),

— nivelele de tensiune furnizate la ieşire pot fi fixe, (SG1501, LM125) sau ajustabile (ROB1468, MC1468, SG1502),

— curentul (debitat sau absorbit) pe oricare din ieşiri nu depăşeşte 200 mA,

Stabilizatoare de tensiune continuă

Tip circuit	Tip capsulă	P_{DM}	$v_{IM}^{\pm}$	$V_0^{\pm}$
		W	V	V
ROB1468	TO-116	1	±30	±8...±20*
MC 1468 R	TO-3 cu 10 terminale	2,5	±30	±14,5...±20*
LM325	DIP-S	2	±30	±15
LM 326	DIP-S	2	±30	±12
LM 327	DIP-S	2	±30	+5 −12

*=±15 în absenţa reţelelor externe de ajustare

— conțin integrate limitatoare de curent pentru fiecare ieșire, limita curenților și tipul protecției la scurtcircuit lăsîndu-se la discreția utilizatorului,

— nu conțin integrate circuitele de protecție care să asigure funcționarea celor două tranzistoare serie în aria de siguranță.

Unele stabilizatoare duale monolitice conțin integrat și un circuit de protecție termică (LM125/126/127).

În ceea ce privește performanțele de stabilizare (tabelul 4.4) se menționează că:

— stabilizările de intrare și de sarcină sînt mai bune de 0,06% pentru v_I=18 ... 30 V, respectiv i_0=0 ... 50 mA,

— coeficienții de temperatură ai tensiunilor de ieșire prezintă valori tipice de ±0,3% pentru o variație a temperaturii ambiante pe întreg domeniul de funcționare.

Curentul consumat în gol nu depășește 5 mA. Capsulele utilizate pentru circuitele din această familie au cel puțin 10 terminale (TO-100, TO-116, TO-3 cu 9 terminale etc.).

Tabel 4.4

duale, cu urmărire monolitice

$\vert v_I^{\pm} - V_0^{\pm} \vert_{min}$	K_V	K_L	K_T	I_{OM}	I_{GM}
V	mV	mV	mV/°C	mA	mA
2	10	10	0,4	50	4
2	10	10	0,4	100	4
2	10	10	0,4	100	5
2	10	10	0,4	100	5
2	15	10	0,4	100	5

La stabilizatoarele duale care furnizează tensiuni simetrice față de masă, diferența dintre modulele celor două tensiuni poartă numele de tensiune de balans la ieșire* V_{OB}. Valoarea sa este de maximum 2% din tensiunea de ieșire. Tensiunea de balans la ieșire constituie o măsură a raportului de împerechere dintre cele două tensiuni.

4.4.2. Tip reprezentativ

Alegerea circuitului integrat ROB1468 ca tip reprezentativ pentru familia stabilizatoarelor de tensiune continuă duale monolitice se datorește atît faptului că se produce în țară cît și popularității circuitului MC1468, cu care este echivalent. Circuitul integrat ROB1468 poate înlocui funcțional și stabilizatoarele LM125, LM126 (National Semiconductor) SG1501, SG1502 (Silicon General) RC4195 (Raytheon).

Schema electrică a acestui stabilizator este similară cu cea din fig. 4.80 astfel că tensiunea de ieșire negativă urmărește tensiunea de ieșire pozitivă.

Stabilizatorul de tensiune pozitivă S este alcătuit dintr-un amplificator căruia i se aplică o reacție paralel-paralel (diodele Zener Z_2, Z_3, rezistorul R_5 — vezi fig. 4.81). Schema de principiu este similară cu cea utilizată pentru sursa de tensiune de referință din circuitul ROB723. Amplificatorul său este compus din două etaje: tranzistorul Q_7 în conexiune emitor-comun cu sarcină activă Q_1, Q_2, urmat de repetorul pe emitor Q_9, Q_{10}. Stabilizatorul de tensiune pozitivă S furnizează tensiunea de ieșire $V_0^+ = 15$ V.

Amplificatorul de eroare A este compus din două etaje:

— un etaj diferențial (Q_{14}, Q_{15}, Q_{12}) cu sarcină activă (Q_{17}),

— un amplificator Q_{13} (în conexiunea bază comună) cu sarcină activă Q_{12}.

---

* Mai apropiat de semnificația fizică a acestui parametru poate fi denumit tensiune de dezechilibru între ieșiri.

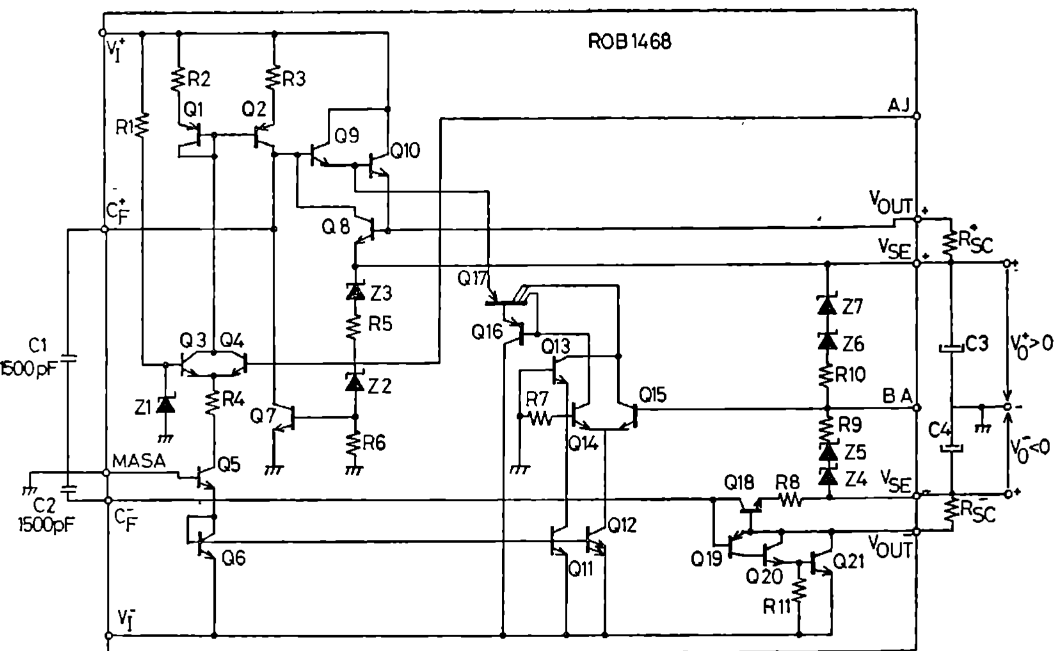


Fig. 4.81. Circuit electric echivalent pentru ROB1468.

Tripletul Q_{19}, Q_{20}, Q_{21}, constituie tranzistorul regulator serie pentru ieșirea de tensiune negativă.

Rețeaua de reacție de inversare a polarității R_A, R_B, s-a substituit prin lanțul de diode Zener și rezistoarele Z_4, Z_5, Z_6, Z_7, R_9, R_{10}. Folosirea diodelor Zener a permis reducerea rezistențelor R_9, R_{10}, la valori convenabile pentru integrare, fără a crește curentul prin rețea.

Rețeaua de polarizare a circuitului se compune din generatoare de curent constant Q_1, Q_2, Q_6, Q_{11}, Q_{12} legate între ele prin Q_4, Q_5, R_4. Pornirea rețelei de polarizare se asigură prin R_1, Q_3, Z_1.

Compensarea în frecvență a celor două amplificatoare se asigură prin conectarea unor capacitoare externe $C_1 = C_2 = 1\,500$ pF între terminalele C_F^+, respectiv C_F^- și MASA. Între ieșiri și masă se vor conecta capacitoare electronice cu tantal sau aluminiu C_3, C_4 de ordinul microfarazilor. Capacitoarele C_3, C_4 îmbunătățesc stabilizarea de sarcină și contribuie la compensarea în frecvență.

Fără alte rețele de reacție externe, stabilizatorul dual de tensiune monolitic ROB1468 furnizează la ieșiri tensiunile $V_0^{\pm} = \pm 15$ V cu o precizie de 3,3%. Tensiunea de balans la ieșire prezintă o valoare maximă de 300 mV.

Pentru o funcționare normală circuitul necesită ca diferențele de tensiune intrare-ieșire să fie de minimum 2V.

4.4.3. Aplicații

Pentru a facilita descrierea tehnicilor utilizate în aplicații, circuitul integrat ROB1468 se va reprezenta prin schema electrică echivalentă funcțional din fig. 4.82.

Pentru parametrii electrici ai componentelor integrate din circuit se recomandă folosirea următoarelor valori:

— tensiunea nominală a diodelor Zener; $V_Z = 6,6$ V,

— tensiune emitor-bază; $V_{BE} = 0,68$ V,

— $R_5 = 1,4$ kΩ,

— $R_6 = 1$ kΩ.

Tehnicile de protecție la supratensiunile de regim tranzitoriu descrise în capitolele anterioare se vor aplica pentru fiecare intrare și/sau ieșire a circuitului.

Protecția la scurt-circuitarea ieșirilor la masă se va realiza cu sau fără întoarcerea caracteristicii, prin metodele descrise în capitolul dedicat stabilizatoarelor de uz general din prima generație.

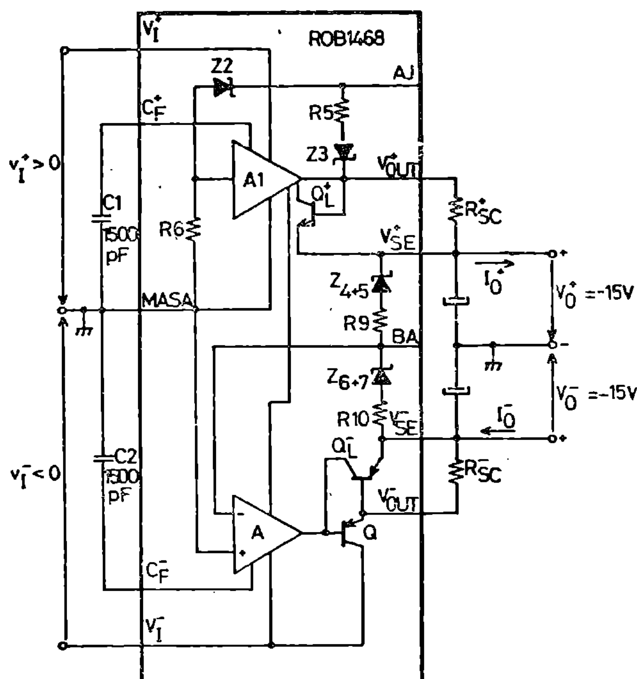


Fig. 4.82. Circuit echivalent funcțional pentru ROB1468.

Capacitoarele de compensare în frecvență C_1, C_2 se vor conecta cît mai aproape de circuitul integrat.

Extinderea domeniului tensiunilor de ieșire

În stabilizatoarele duale ROB1468 realizate în capsulă de tip TO-116, tensiunile de ieșire $V_0^{\pm}$ se pot ajusta între $\pm$8V...$\pm$20V, (utilizatorul are acces la terminalul BA). La cele livrate în capsulă TO-100 ajustarea tensiunii

de ieşire se poate efectua numai în domeniul $\pm 15V\ldots \pm 20V$.

În absenţa oricărei reţele de reacţie externă tensiunea de ieşire pozitivă V_0^+ se determină prin relaţia:

$$V_0^+ = 2V_Z + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) V_{BE} \qquad (4.93)$$

Creşterea tensiunilor de ieşire peste $\pm 15V$ (fig. 4.83) se obţine modificînd reţeaua de reacţie a amplificatorului A_1 prin conectarea rezistoarelor externe R_A, R_B. Reţeaua rezistivă externă (R_A, R_B) forţează un curent suplimentar prin rezistorul R_5 şi dioda Zener Z_3. Căderea de tensiune suplimentară pe rezistorul R_5 se transferă la ieşirea de tensiune pozitivă V_0^+ conform relaţiei:

$$V_0^+ = \frac{2V_Z^+ + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) V_{BE} + (V_Z + V_{BE}) \frac{R_5}{R_A // R_B}}{1 + \frac{R_5}{R_B}} \qquad (4.94)$$

Impunînd $R_5 \ll R_B$ relaţia se simplifică la:

$$V_0^+ = 2V_Z + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) V_{BE} + (V_Z + V_{BE}) \frac{R_5}{R_A // R_B} \qquad (4.95)$$

Curentul maxim admis prin dioda Zener integrată trebuie limitat la 2,2 mA. Rezultă:

$$\frac{V_E + V_{BE}}{R_A // R_B} - \frac{V_0^+}{V_B} \ll 2{,}2\ \text{mA} + \frac{V_{BE}}{R_6} \qquad (4.96)$$

Relaţiile 4.95 şi 4.96 sînt suficiente pentru dimensionarea rezistenţelor R_A, R_B. Acest calcul, relativ laborios se poate evita substituind rezistoarele R_A, R_B cu un potenţiometru de 100 kΩ. Pentru a nu distruge circuitul integrat în timpul ajustării tensiunilor de ieşire se va evita micşorarea rezistorului R_A sub 2 kΩ.

Creşterea tensiunilor de ieşire produce o mărire a curentului prin reţeaua internă de inversare a polarităţii.

Puterea intern disipată va crește cu cel mult 60 mW. Totodată se menționează ca efect negativ și creșterea coeficienților de temperatură ai tensiunilor de ieșire.

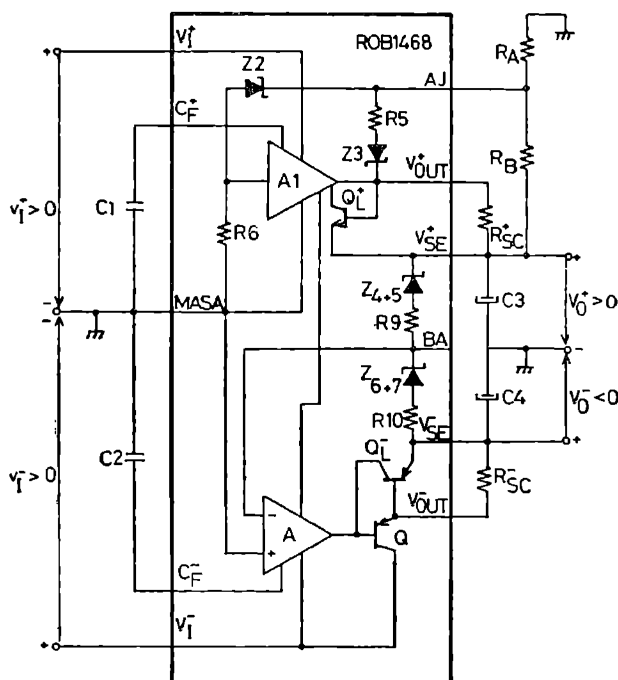


Fig. 4.83. Extinderea domeniului de tensiuni de ieșire peste ±15 V.

Pentru reducerea tensiunilor de ieșire sub ±15V (fig. 4.84) sînt necesare două operații. Mai întîi se dezactivează rețeaua internă de inversare a polarității prin șuntare cu rezistoare externe $R_C=R_D=15$ kΩ. Apoi se acționează asupra rețelei de reacție din stabilizatorul de tensiune pozitivă, prin rezistoarele R_A, R_B. Spre deosebire de cazul anterior, rezistorul R_B trebuie să fie suficient de mic pentru a șunta dioda Zener Z_3 și rezistorul R_5.

Dacă rezistorul R_A este infinit, tensiunile de ieşire ating valorile minime:

$$V_{0\,min}^{+}=V_Z+V_{BE}\left(1+\frac{R_B}{R_6}\right)=8\text{ V} \tag{4.97}$$

de unde rezultă: $R_B=1$ kΩ.

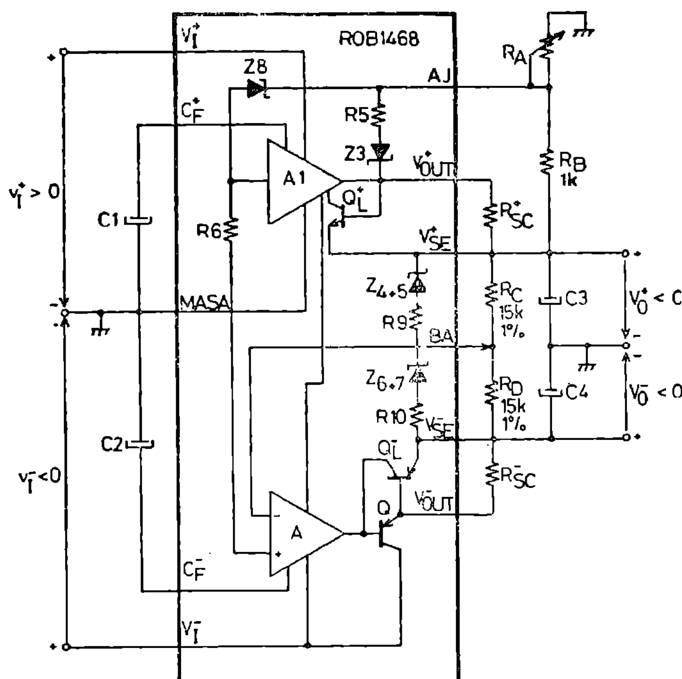


Fig. 4.84. Reducerea domeniului de tensiuni de ieşire sub ±15 V.

Dacă R_A este finit, curentul prin R_B va creşte şi tensiunile de ieşire se măresc pînă la ±15 V conform relaţiei:

$$V_0^{+}=(V_Z+V_{BE})\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right)+\frac{R_B}{R_6}V_{BE} \tag{4.98}$$

Dimensionarea rezistorului R_A se face pe baza relaţiei (4.98).

Introducerea unui potențiometru de 0,5 kΩ și conectarea terminalului BA la cursorul său permite echilibrarea celor două tensiuni de ieșire.

Extinderea domeniului de curenți la ieșire

Puterea internă disipată maxim admisă pentru capsulele de tip TO-100, TO-116 poate atinge valori de 0,68 W, respectiv 1 W. Prin montare pe radiatoare, rezistența ter-

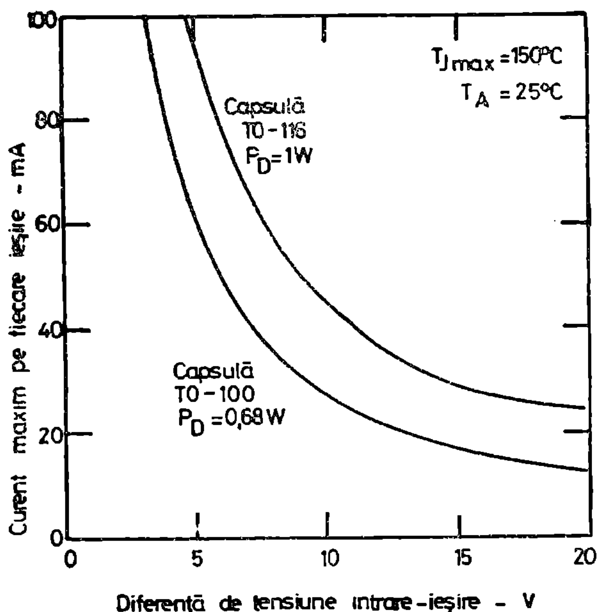


Fig. 4.85. Curent maxim disponibil pe fiecare ieșire funcție de diferența de tensiune intrare-ieșire.

mică joncțiune-mediu ambiant se poate reduce cel mult la 130°C/W, respectiv 50°C/W. Temperatura maxim admisă pe joncțiune trebuie limitată la 150°C. În aceste ipoteze, în fig. 4.85 se prezintă valorile maxim admise pentru curent pe fiecare ieșire în funcție de diferența de tensiune intrare-ieșire.

Apare evident faptul că pentru a se furniza la ieşire curenţi mai mari de 100 mA trebuie să se apeleze la tranzistoare externe de putere.

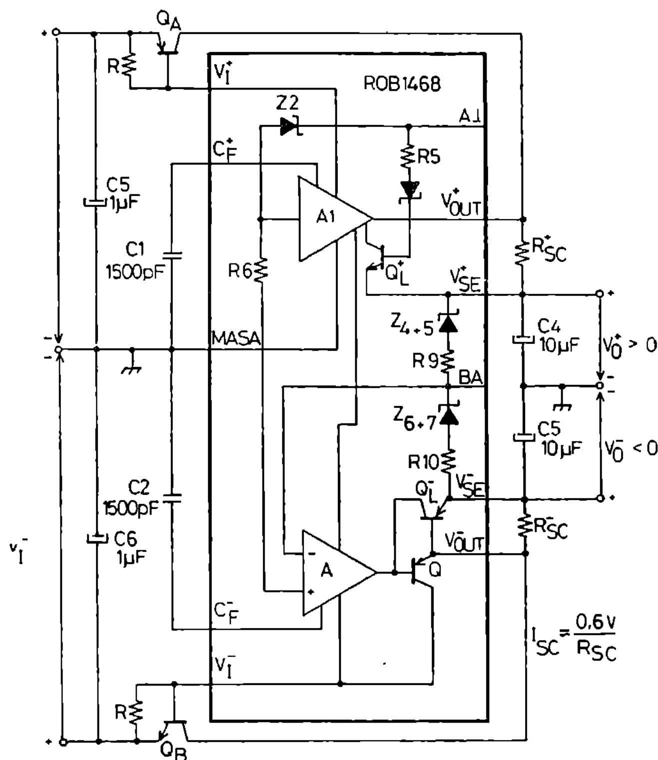


Fig. 4.86. Extinderea domeniului de curenţi la ieşire.

Modul de conectare a tranzistoarelor externe Q_A, Q_B se arată în fig. 4.86. Pentru protecţia la scurtcircuitarea ieşirilor la masă se recomandă utilizarea unor tehnici de limitare a curenţilor de ieşire cu întoarcerea caracteristicii.

Rezistoarele R (47 Ω) se dimensionează astfel încît să asigure deschiderea tranzistoarelor Q_A, Q_B înainte ca prin ieşirea circuitului integrat să se debiteze (absoarbă) curenţi

mai mari de 20 mA. În acest fel circuitul integrat nu se va solicita din punct de vedere termic.

La intrări se vor conecta capacitoare electrolitice cu aluminiu de ordinul μF.

4.4.4. Alte tehnici de construcție a stabilizatoarelor duale cu urmărire

În absența unor stabilizatoare de tensiune continuă duale cu urmărire specializate, prin combinarea de stabilizatoare cu o singură ieșire, amplificatoare operaționale de uz general, tranzistoare etc., se pot construi scheme funcțional echivalente. Principiul de construcție descris în paragraful 4.4.1 se aplică în diverse variante.

În schema electrică din fig. 4.87 se utilizează două stabilizatoare de uz general din prima generație ROB305 și ROB304. Rezistoarele R_A, R_B fixează tensiunea de ieșire pozitivă:

$$V_0^+ = V_{REF}\left(1+\frac{R_A}{R_B}\right) \qquad (4.99)$$

unde $V_{REF}=1{,}71$ V este tensiunea de referință din ROB305.

Această tensiune se aplică cu semn schimbat între terminalele AJ și MASA ale circuitului integrat ROB304. Datorită rețelei de reacție interne $R_{15}=R_{16}=15$ kΩ, tensiunea $-V_0^+$ se va regăsi dublată între terminalele sale V_{OUT} și MASA. Cum terminalul „MASA" al circuitului integrat ROB304 s-a conectat la terminalul V_{OUT} al circuitului integrat ROB305, rezultă că $V_0^-=-V_0^+$. Cu alte cuvinte tensiunea de ieșire negativă urmărește cu semn schimbat tensiunea de ieșire pozitivă.

Tensiunile de ieșire se pot ajusta, variind rezistorul R_B, între $\pm4{,}5$ V ... ±15 V. Tensiunile de intrare maxim admise sînt $V_{IM}^+=40$ V; $V_{IM}^-=-25$ V.

Într-o manieră diferită funcționează schema electrică din fig. 4.88 deși la prima vedere pare asemănătoare cu cea descrisă anterior. Rezistorul $R_C=2{,}4$ kΩ fixează curen-

tul furnizat de generatorul de curent constant din circuitul integrat ROB304 la $I_{REF}=1$ mA. Ca urmare, tensiunile de ieşire vor fi:

$$V_0^+=V_{REF}+R_A\, I_{REF} \tag{4.100}$$

$$V_0^-=2(V_{REF}-R_B\, I_{REF}) \tag{4.101}$$

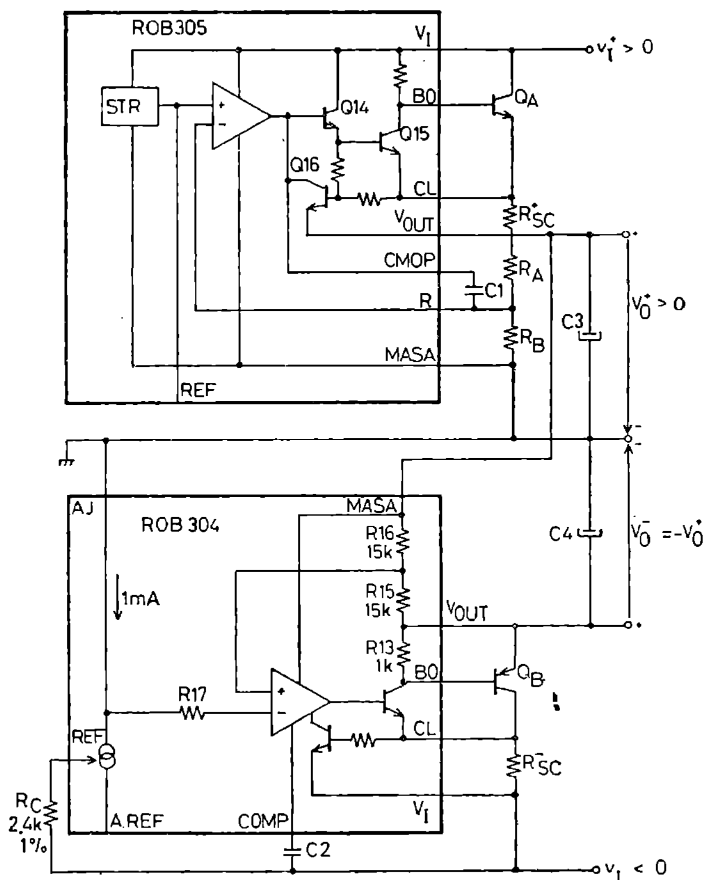


Fig. 4.87. Stabilizator de tensiune dual cu urmărire (tensiuni simetrice).

Se observă că nivelele de tensiune pe cele două ieşiri se comandă prin curentul de referință I_{REF}. Menţinerea raportului de împerechere pe un domeniu larg de temperatură limitează posibilităţile de ajustare a curentului de referință (prin variația rezistorului R_C) la cel mult 10%. Tensiunea de ieşire negativă este mult mai sensibilă la

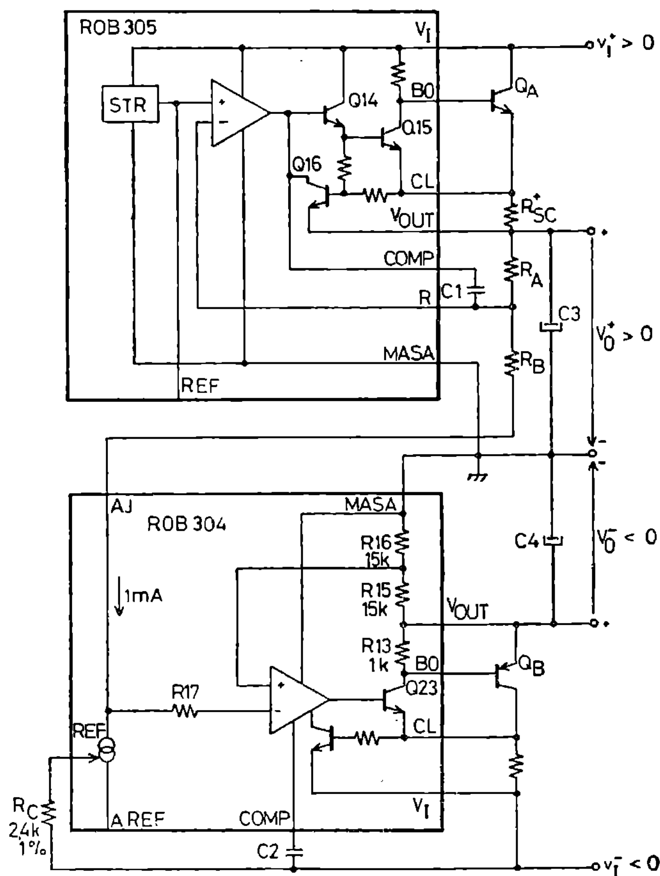


Fig. 4.88. Stabilizator de tensiune dual cu urmărire (tensiuni oarecare, de polarităţi diferite)

variaţia curentului I_{REF}, comparativ cu tensiunea de ieşire pozitivă.

Dimensionînd corespunzător rezistoarele R_A, R_B se pot obţine tensiuni de ieşire simetrice sau nesimetrice, în domeniile de aplicaţii specifice circuitelor ROB305, ROB304. Tensiunile de intrare pot atinge valori de ± 40 V.

În schema electrică prezentată în fig. 4.89 se utilizează stabilizatoare de tensiune fixă uzuale. Amplificatorul operaţional A_1, conectat în montaj repetor, menţine pe rezis-

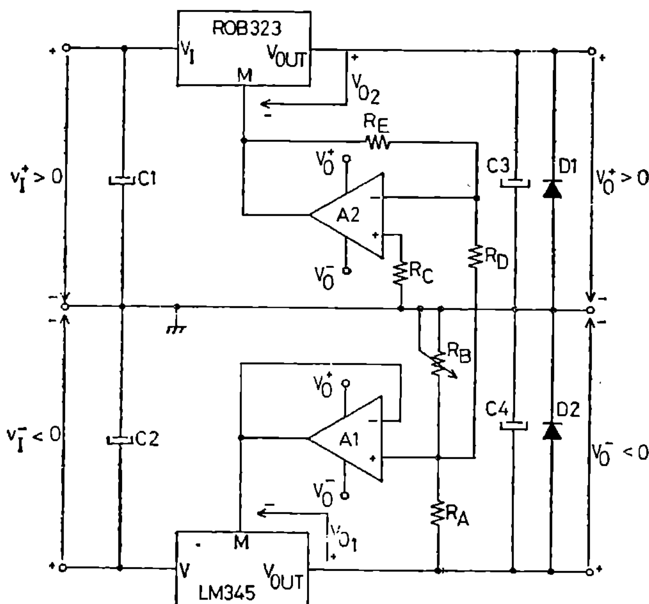


Fig. 4.89. Stabilizator de tensiune dual cu urmărire alcătuit cu stabilizatoare de tensiune fixă.

torul R_A o cădere de tensiune egală cu $V_{01} < 0$. Tensiunea pe ieşirea negativă se stabileşte valoarea:

$$V_0^- = V_{01}\left(1 + \frac{R_B // R_D}{R_A}\right) \qquad (4.102)$$

Amplificatorul operaţional A_2 urmăreşte tensiunea V_0^- prin reţeaua de reacţie R_D, R_E, fixînd tensiunea pe ieşirea pozitivă la valoarea:

$$V_0^+ = V_{02} - V_{01} \frac{R_E \cdot R_B}{R_A(R_D + R_B)} \quad (4.103)$$

De obicei $R_E = R_D$ (cu o precizie mai bună de 1%), astfel că:

$$V_0^+ = V_{02} - V_{01} \frac{R_B // R_D}{R_A} \quad (4.104)$$

Se observă că ambele tensiuni de ieşire se pot ajusta simultan prin varierea rezistorului R_B.

Dacă suplimentar, stabilizatoarele de tensiune fixă se aleg simetrice ($V_{02} = -V_{01}$) tensiunile de ieşire V_0^+, V_0^- vor fi simetrice:

$$V_0^+ = -V_{01}\left(1 + \frac{R_B // R_D}{R_A}\right) = -V_0^- \quad (4.105)$$

Diodele D_1, D_2 au rol de protecţie la fenomene de regim tranzitoriu.

Se recomandă următoarele componente pentru realizarea schemei:

— stabilizator de tensiune pozitivă: ROB323, µA7805,
— stabilizator de tensiune negativă: LM345, µA7905,
— amplificator operaţional: βA741, ROB301 sau 1/2 βM324,
— diodă de protecţie: 1N4720.

În aceste condiţii tensiunile de intrare pot atinge $V_{IM}^{\pm} = \pm 20$ V, tensiunile de ieşire se pot ajusta în domeniul ± 5 V ... ± 15 V, curenţii de ieşire pot atinge 1A (3A pentru combinaţia ROB323, LM345).

O metodă care permite reducerea costului de producţie, pentru realizarea unui stabilizator dual cu urmărire se prezintă în fig. 4.90.

Şi aici tensiunea de ieşire pozitivă o urmăreşte pe cea negativă. Cele două tensiuni de ieşire sînt simetrice ($V_0^+ = V_0^-$), rezistoarele R_A *şi* R_B sînt egale, deci în func-

ționare normală potențialul pe baza tranzistorului Q_A este nul. Potențialul pe emitorul lui Q_A se fixează prin Q_B la $1V_{BE}$ față de masă. R_C se dimensionează corespunzător.

Dacă tensiunea pe ieșirea negativă devine mai pozitivă, potențialul pe emitorul Q_A repetă această creștere și

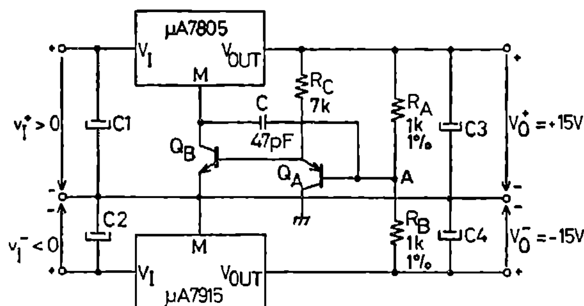


Fig. 4.90. Stabilizator de tensiune dual cu urmărire alcătuit cu stabilizatoare de tensiune fixă (variantă economică).

comandă reducerea tensiunii colector-emitor a tranzistorului Q_B. În consecință, tensiunea pe ieșirea pozitivă se va deplasa spre masă. Potențialul bazei lui Q_A redevine nul față de masă (punct de masă virtuală).

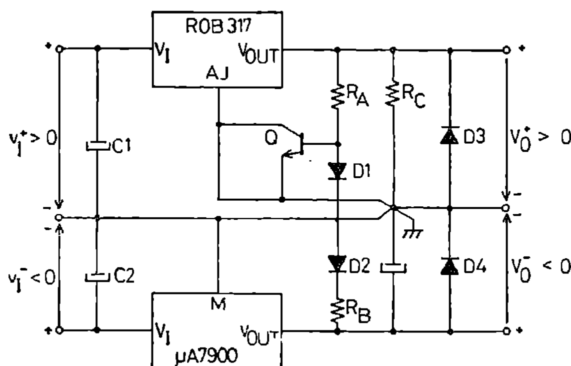
Menținerea „urmăririi" pe un domeniu larg de temperatură necesită împerecherea tranzistoarelor Q_A, Q_B după β. Împerecherea rezistoarelor R_A, R_B cu o precizie de cel puțin 1% asigură reducerea tensiunii de balans la ieșire sub 100 mV.

Capacitoarele C_3, C_4, conpensează în frecvență stabilizatorul dual. Diodele D_1 (cu germaniu), D_2, D_3 (cu siliciu) furnizează protecții la fenomene de regim tranzitoriu.

Fig. 4.91 arată o altă metodă convenabilă sub aspect economic, de construire a unui stabilizator dual.

Tensiunea de ieșire furnizată de stabilizatorul de tensiune fixă din seria μA 79M00 este urmărită de tensiunea celeilalte ieșiri. Rețeaua de inversare a polarității alcătuită din rezistorii $R_A = R_B = 150\ k\Omega$ și diodele D_1, D_2

asigură menținerea raportului de împerechere a tensiunilor de ieșire pe un domeniu larg de temperatură. Prin intermediul ei, orice variație a tensiunii de ieșire negativă se repetă pe baza tranzistorului Q. Amplificată și inversată pe colectorul lui Q va determina tensiunea de



Fg. 4.91. Stabilizator de tensiune dual cu urmărire (variantă economică).

ieșire pozitivă să se deplaseze în sens contrar, astfel ca simetria tensiunilor de ieșire față de masă să se păstreze. Tranzistorul Q și diodele D_1 și D_2 se pot substitui printr-o matrice de tranzistoare integrate (ROB3018, ROB8001 etc). Capacitoarele C_3 și C_4 asigură compensarea în frecvență. Rezistorul R_C se dimensionează astfel încît să permită scurgerea la masă a curentului consumat în gol de stabilizatorul ROB317 (10 mA).

Schema permite furnizarea de tensiuni de ieșire în domeniul ± 5 V ... ± 24 V, de curenți de ieșire pînă la 0,5 A. Tensiunile de intrare pot atinge ± 35 V.

Cînd este necesar un stabilizator dual cu urmărire cu tensiuni de ieșire de aceeași polaritate se poate utiliza schema electrică prezentată în fig. 4.92.

Scurtcircuitarea terminalelor REF ale celor două circuite integrate ROB305 asigură un nivel unic de tensiune de referință. Ambele tensiuni de ieșire sînt pozitive dar de

valori diferite (exemplu +5 V și +15 V. Ele se ajustează simultan prin variația rezistorului R_C conform relațiilor:

$$V_{01}=V_{REF}\left(1+\frac{R_{A1}R_{B2}}{R_{B1}R_{B2}+R_{B1}R_C+R_{B2}R_C}\right) \quad (4.106)$$

$$V_{02}=V_{REF}\left(1+\frac{R_{A2}R_{A1}}{R_{B1}R_{B2}+R_{B1}R_C+R_{B2}R_C}\right) \quad (4.107)$$

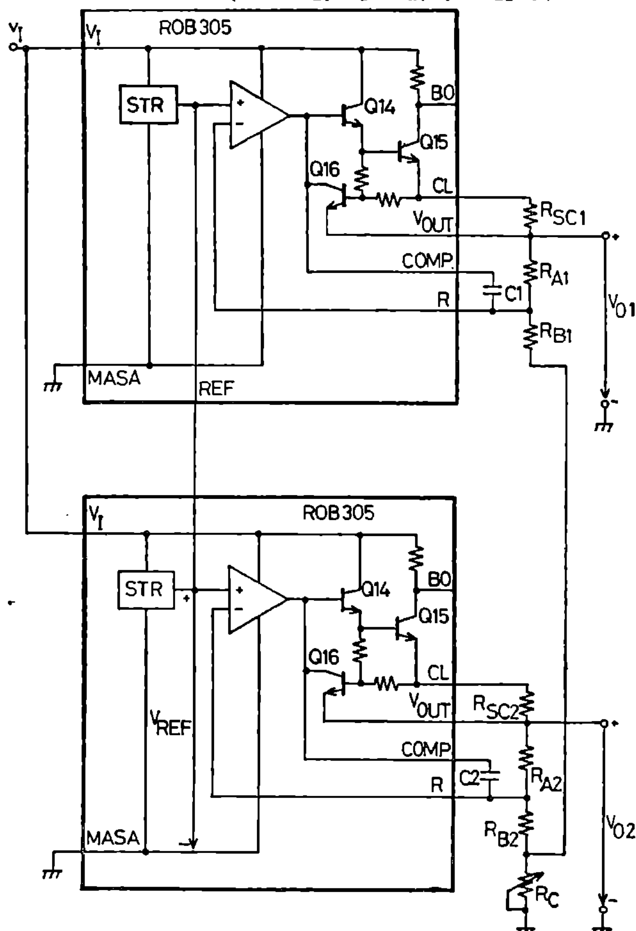


Fig. 4.92. Stabilizator de tensiune dual cu urmărire (tensiuni de aceeași polaritate).

Se menţionează posibilitatea de creştere a curenţilor de ieşire prin adăugarea de tranzistoare externe, care nu au mai fost desenate pentru a nu complica figura (vezi paragraful 4.2.1).

Pe acest principiu se pot concepe cu uşurinţă scheme similare, bazate pe stabilizatoarele de uz general, βA723 sau ROB304, pentru tensiuni pozitive sau negative.

4.5. Stabilizatoare în regim de comutaţie

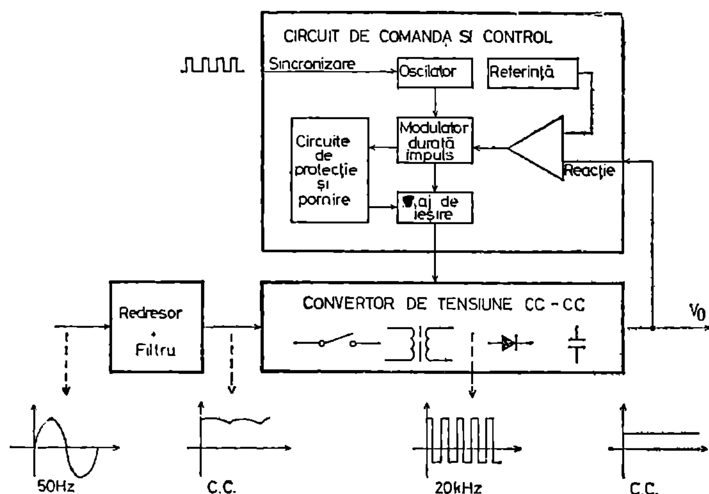
4.5.1. Generalităţi

Ca urmare a progreselor înregistrate în tehnologiile de integrare, în ultimii ani s-au realizat mai multe tipuri de circuite integrate care conţin subsisteme de blocuri funcţionale necesare în construcţia stabilizatoarelor de tensiune cu funcţionare în regim de comutaţie. Aceste circuite integrate, denumite regulatoare de tensiune în comutaţie, constituie doar o parte din stabilizatorul propriu-zis. Ele asigură funcţiile de control, de comandă şi de protecţie. Funcţiile de eşantionare şi transferare a tensiunii de la intrare la sarcină sînt îndeplinite de un circuit extern, realizat cu componente discrete (condensatoare, bobine, diode, tranzistoare) cunoscut sub numele de convertor de tensiune c.c.—c.c. Corecţia nivelului tensiunii de ieşire se realizează, de obicei, prin variaţia factorului de umplere al impulsurilor (modulare a duratei impulsurilor) de comandă.

Regulatoarele de comutaţie monolitice încorporează blocuri de circuit specializate pentru a îndeplini cerinţele legate de comanda, controlul şi protecţia unui convertor c.c.—c.c. (fig. 4.93).

Tranzistorul comutator se comandă cu un semnal de frecvenţă de ordinul 20—300 kHz (pentru a se uşura filtrarea tensiunii de ieşire), furnizat de un oscilator intern. Frecvenţa şi factorul maxim de umplere se fixează de utilizator cu ajutorul unui condensator şi a unui rezistor extern.

Factorul de umplere al impulsurilor de comandă trebuie modificat automat pînă la o anumită limită, în funcție de curentul solicitat la ieșire. Această funcție este îndeplinită de un modulator al duratei impulsurilor. Stabilizarea nivelului tensiunii de ieşire la variația tensiunii de



Fg. 4.93. Regulator de comutație monolitic (schemă bloc).

intrare se efectuează tot prin modificarea factorului de umplere. La majoritatea regulatoarelor de comutație (TDA1060, TEA1001, UAA4001; UAA4006 etc.) modulatorul de durată a impulsurilor este prevăzut cu o intrare de comandă pentru a îndeplini această funcție. Semnalul de comandă se furnizează de un amplificator de eroare, care compară un nivel de tensiune de referință ultrastabil cu o fracțiune din tensiunea de ieşire. Amplificatorul de eroare (cu amplificare mare în buclă deschisă) şi sursa de tensiune de referință, de obicei tip bandă interzisă, sînt integrate în toate regulatoarele de comutație monolitice. Suplimentar, la unele regulatoare (SG1524), cipul mai conține un stabilizator utilizat pentru alimentarea celorlalte blocuri funcționale.

Un circuit de tăiere a tensiunii de ieşire, încorporat în majoritatea regulatoarelor de comutaţie facilitează comanda acestei funcţii.

Necesitatea de a asigura o fiabilitate sporită stabilizatoarelor în comutaţie a determinat integrarea unor circuite de protecţie la suprasarcină, supratensiune, protecţie termică, protecţie la depăşirea unui factor maxim de umplere pentru impulsurile de comandă. La unele regulatoare de comutaţie s-au integrat circuite de protecţie la căderea tensiunii de intrare sub o anumită limită, circuite de protecţie la defecţiuni (întreruperi, scurtcircuite) apărute în bucla de reacţie, circuite de pornire lentă (TDA2640).

Transmiterea comenzilor de la circuitele de protecţie la tranzistorul comutator de ieşire sau la modulatorul de durată se realizează prin intermediul unor porţi logice şi a cel puţin unui circuit basculant bistabil (latch* sau RS).

Regulatoarele de comutaţie specializate pentru receptoarele TV (ex. TDA2581) încorporează şi un circuit de control al fazei necesar comutării formei de undă, ceea ce permite circuitului integrat să livreze şi baza de timp care comandă tranzistorul de ieşire la deflexia pe orizontală.

Din cele expuse, se poate deduce că subsistemul de blocuri funcţionale furnizat printr-un regulator de comutaţie simplifică mult construcţia unui număr mare de tipuri de stabilizatoare în comutaţie. Cînd într-un sistem de alimentare se utilizează mai multe stabilizatoare în comutaţie este recomandabilă sincronizarea lor pe o singură frecvenţă. Majoritatea regulatoarelor de comutaţie permit realizarea acestei funcţii.

Dată fiind complexitatea schemei electrice echivalente a unui regulator de comutaţie, se poate afirma că scara de integrare pentru un astfel de circuit este cel puţin medie. Tehnologia de integrare folosită este, în general, de tip bipolar, cu diverse îmbunătăţiri, cum ar fi utilizarea implantării ionice, pentru realizarea rezistoarelor sau a unor tranzistoare pnp de tip special.

---

* zăvor

Capsulele folosite pentru aceste subsisteme sînt de tip DIL cu 14 sau 16 terminale. Puterea intern disipată, în mod uzual, este mai mică de 1 W, însă există şi circuite care se livrează în capsule de putere cu radiator (UAA4006 TEA1001, μA 78S40).

În foile de catalog se caracterizează separat fiecare bloc funcţional din regulatorul de comutaţie.

Pentru sursa de tensiune de referinţă se indică nivelul tensiunii de referinţă, curentul maxim de ieşire şi performanţele de stabilizare. Oscilatorul se caracterizează prin frecvenţa maximă, amplitudinea semnalului la ieşire, stabilitatea frecvenţei cu temperatura. La amplificatorul de eroare se precizează tensiunea şi curentul de decalaj la intrare, amplificarea de tensiune în buclă deschisă, banda la amplificare unitară, excursia de tensiune la ieşire. Modulatorul de durată se descrie prin domeniul factorului de umplere, tensiunile de prag la intrare, curenţii de polarizare la intrări. La circuitele de protecţie se specifică limitele curenţilor sau tensiunilor care le declanşează acţiunea. Pentru tranzistorul de ieşire, care funcţionează pe post de comutator, se precizează tensiunea maximă colector emitor, tensiunea de saturaţie, curentul rezidual I_{CEO}, tensiunea maxim admisă pe emitor, timpi de creştere şi de cădere. Furnizarea acestor parametri permite proiectarea stabilizatoarelor de comutaţie, la parametrii electrici doriţi (tensiune de ieşire, curent de ieşire, amplitudine şi frecvenţă a tensiunii de ondulaţie etc.).

Se aminteşte că pentru o aplicaţie dată, construcţia şi performanţele unui stabilizator de comutaţie depind în egală măsură, atît de regulatorul de comutaţie monolitic ales cît şi de calităţile componentelor discrete din convertorul c.c.—c.c.

4.5.2. Tehnici de circuit pentru conversia de tensiune c.c. — c.c.

Regulatoarele de tensiune de comutaţie conţin blocuri funcţionale care îndeplinesc funcţiile de comandă, control, protecţie şi uneori eşantionarea semnalului colectat din convertorul de tensiune c.c—c.c. Corecţia nivelului ten-

siunii de ieşire se realizează, de obicei, prin variaţia factorului de umplere al impulsurilor (modulare a duratei impulsurilor).

Conversia tensiunii de curent continuu de la intrare în tensiune de curent continuu la ieşire se poate realiza cu o varietate largă de circuite, compuse din comutatoare, bobine, condensatoare şi diode în diferite configuraţii.

După maniera de înmagazinare şi transferare a energiei absorbite de la intrare la sarcină şi condensatorul C_0 se disting trei tipuri de convertoare de tensiune c.c-c.c.:

— convertoare directe*

— convertoare cu revenire**

— convertoare în contratimp***

În convertoarele de tensiune c.c-c.c. directe pe durata închiderii comutatorului $S_1(t_{on})$ energia primită de la intrare se debitează atît în elementul de acumulare cît şi pe sarcină. Orice supracreştere nedorită de tensiune care apare pe această durată în reţea se va resimţi pe sarcină. Ca urmare, pentru a asigura condiţii de deplină siguranţă în funcţionare, stabilizatoarele de comutaţie cu convertoare c.c-c.c directe trebuie să conţină suplimentar un transformator de izolaţie faţă de reţea şi o diodă de putere. În caz de scurtcircuit la ieşire tranzistorul comutator trebuie protejat. Aceste dezavantaje restrîng răspîndirea utilizării acestui tip de convertor c.c-c.c.

Pentru un convertor direct c.c-c.c. cu funcţionare neîntreruptă a curentului prin bobină, (fig. 2.38), în aproximaţia neglijării pierderilor, se pot scrie relaţiile:

$$V_0=\gamma V_i \tag{4.108}$$

$$L_{min}=\frac{V_0^2 T}{2P_{0\,min}}\left(1-\frac{V_0}{V_{IM}}\right) \tag{4.109}$$

$$I_{CPK}=\frac{V_0 T}{L}\left(1-\frac{V_0}{V_{IM}}\right) \tag{4.110}$$

$$V_{CE\,Max}=V_{IM} \tag{4.111}$$

---

* forward converter (engleză)

** flyback converter (engleză)

*** push-pull converter (engleză)

unde: T este perioada impulsurilor pe comutator,
$\gamma = t_{on}/T$ — factorul de umplere al impulsurilor,
I_{CPK}=Valoarea de vîrf a curentului de colector.

Valoarea minimă a inductanței bobinei este determinată în ipoteza că variația curentului prin bobină este de două ori valoarea minimă a curentului mediu necesar la ieșire I_{OB} (vezi fig. 2.39. b).

Relațiile 4.111 și 4.112 servesc la stabilirea condițiilor de alegere a tranzistorului de comutație.

În convertoarele de tensiune c.c.-c.c. cu revenire (fig. 2.41), pe durata încărcării elementului de acumulare, sarcina este separată de intrare (dioda D este invers polarizată). Cum în secvența următoare comutatorul S este deschis, rezultă că în timpul funcționării unui convertor de tensiune c.c.-c.c. cu revenire, intrarea este complet izolată de sarcină, sau cu alte cuvinte impulsurile de tensiune tranzitorii apărute pe rețea nu se vor transmite pe sarcină. Dacă se neglijează pierderile în regimul de funcționare neîntreruptă a curentului prin bobină se pot scrie relațiile:

$$I_0 = \frac{I_{LM}+I_{Lm}}{2}(1-\gamma) \qquad (4.112)$$

$$V_0 = \frac{\gamma}{1-\gamma} V_i \qquad (4.113)$$

$$L_{min} = \left(\frac{V_{IM}V_0}{V_I+V_0}\right)^2 \frac{T}{2P_{0\,min}} \qquad (4.114)$$

$$I_{CPK} = P_{0\,Max}\frac{V_{I\,min}+V_0}{V_{I\,min}V_0} + \frac{T}{2L}\cdot\frac{V_{I\,min}V_0}{V_{I\,min}+V_0} \qquad (4.115)$$

$$V_{CE\,Max} = V_{IM} + V_0 \qquad (4.116)$$

Se observă că solicitările la care este supus tranzistorul comutator în acest tip de convertor c.c—c.c. (relațiile 4.116 și 4.117) sînt mai intense decît în cazul celui anterior. De asemenea inductanța necesară pentru bobina L și capacitatea pentru condensatorul C_0 sînt mai mari.

Totuși, convertorul cu revenire c.c.—c.c. prezintă o serie de avantaje. Izolarea față de rețea nu mai necesită

un transformator suplimentar. Ea se obţine prin adăugarea unei înfăşurări suplimentare pe bobină. Protecţia comutatorului la scurtcircuitarea ieşirii la masă nu mai este necesară ea fiind asigurată de dioda *D*, care se polarizează invers.

Un convertor de tensiune c.c.—c.c. în contratimp este alcătuit din două convertoare directe care funcţionează în antifază. În prima secvenţă comutatoarele sînt S_1 — închis, S_2 — deschis, ca urmare dioda D_2 va conduce curentul. În figura 4.94. *a* se indică curgerea curenţilor pe durata acestei secvenţe. În a doua secvenţă comutatorul S_1 este deschis, S_2 închis şi dioda D_1 va conduce curentul spre bobină. Curgerea curenţilor se prezintă în fig. 4.94 *b*.

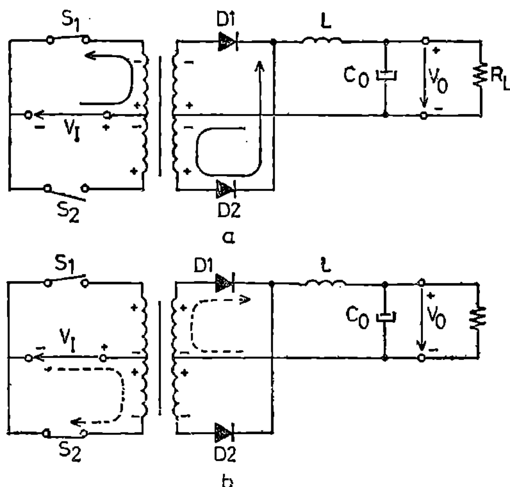


Fig. 4.94. Convertor de tensiune cc-cc în contratimp.

În continuare, funcţionarea schemei este similară cu cea descrisă pentru convertoarele directe. Şi aici numai o parte din energia debitată pe sarcină provine din energia stocată în bobina *L*.

Se remarcă faptul că eficienţa transferului de putere la un convertor în contratimp c.c.—c.c. este superioară comparativ cu a celorlalte tipuri.

Majoritatea subsistemelor integrate, pentru construirea de stabilizatoare în comutație, comandă un singur comutator.

4.5.3. Tipuri reprezentative

Din multitudinea de tipuri de regulatoare de comutație, fabricate în prezent, este dificil de selectat un tip reprezentativ. Fiecare tip oferă diverse facilități care dau o notă de particularitate aplicațiilor sale. Pentru prezentare s-au ales circuitele μA 78S40 (Fairchild) și SG 1524 (Silicon General), deoarece structura lor simplifică descrierea aplicațiilor și versatilitatea lor este maximă.

Circuitul integrat μA 78S40 (fig. 4.95) conține suplimentar față de alte tipuri de regulatoare de comutație un amplificator operațional și o diodă de comutație.

Oscilatorul furnizează semnalul de comandă pentru circuitele care dirijează tranzistorul comutator compus

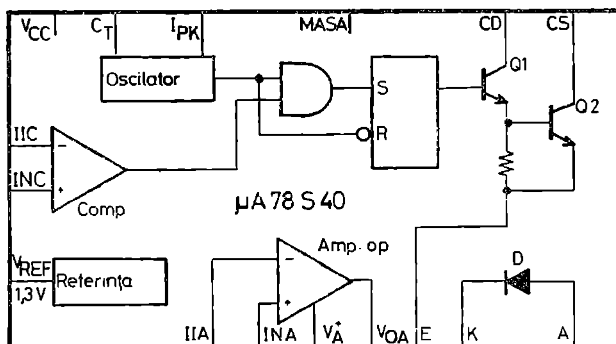


Fig. 4.95. Schema bloc a circuitului integrat μA78S40.

dintr-un Darlington Q_1, Q_2. Frecvența oscilatorului se fixează conectînd un capacitor extern C_T într-un terminal cu același nume și masă. Dimensionarea capacitorului se face prin relația:

$$C_T[\mu F]=4{,}5\times10^{-4}t_{off}[\mu s] \qquad (4.117)$$

unde, t_{off} — durata de blocare a tranzistorului comutator. Factorul de umplere al impulsurilor furnizate este fixat intern la circa 90%. Un circuit limitator de curent compensat termic sesizează mărimea curentului prin comutator și reduce durata impulsurilor (t_{on}). Astfel, factorul de umplere se reglează pentru o formă de undă de comandă optimă, prin fixarea unei limite maxime pentru circuitul de vîrf I_{PK}, conectînd între terminalele V_{CC} și I_{PK} un rezistor extern R_{SC}, dimensionat cu relația:

$$R_{SC}=0,33 \text{ V}/I_{PK} \qquad (4.118)$$

Prin această reducere a factorului de umplere se asigură totodată și protecția tranzistorului comutator.

Referința de tensiune furnizează o tensiune $V_{REF}=$ $=1,3$ V și un curent I_{REF} de maximum 10 mA. Performanțele de stabilizare prezentate sînt excelente.

O fracțiune din tensiunea de ieșire se compară cu tensiunea de referință prin intermediul unui comparator (amplificator de eroare) cu amplificare în buclă deschisă mare. Cînd tensiunea de ieșire V_0 devine prea mare, ieșirea comparatorului cade la masă ceea ce face ca ieșirea porții S să rămînă în starea JOS. Ca urmare, ieșirea Q a bistabilului de tip latch rămîne în starea JOS, blocînd comutatorul (Q_1, Q_2) indiferent de semnalul livrat de oscilator. Bistabilul rămîne blocat pînă cînd tensiunea V_0 revine la valoarea inițială.

Comutatorul realizat cu o configurație Darlington poate manipula curenți de ordinul 1,5 A și rezistă la tensiuni $V_{CEO}=40$ V. Accesul la emitorul și colectorii separați ai tranzistoarelor ce alcătuiesc configurația Darlington permite optimizarea conectării comutatorului.

Cînd comutatorul se utilizează cu ambele colectoare scurtcircuitate, tensiunea de saturație este $V_S=1,1$ V. Dacă se separă colectorul tranzistorului de comandă Q_1 de cel al tranzistorului comutator Q_2, căderea de tensiune pe comutator cînd conduce se reduce la 0,5 V.

Dioda de comutație D trebuie să reziste la curenți în direct de 1,5 V și la tensiuni inverse de 40 V.

Amplificatorul operațional suplimentar este independent de restul circuitului. El se alimentează de la o sin-

gură sursă de tensiune pozitivă separată și poate livra la ieșire curenți pînă la 150 mA. Domeniul tensiunii sale de intrare pe mod comun începînd de la 0 V, acest amplificator operațional poate fi utilizat pentru a furniza un al doilea nivel de tensiune de ieșire stabilizată simetric față de masă (de polaritatea inversă cu primul).

Regulatorul de comutație μA 78S40 poate funcționa cu o tensiune de intrare între 2,2...40 V, curentul consumat în gol nedepășind cîțiva mA. Aceste caracteristici îl recomandă pentru aplicații în aparatura portabilă.

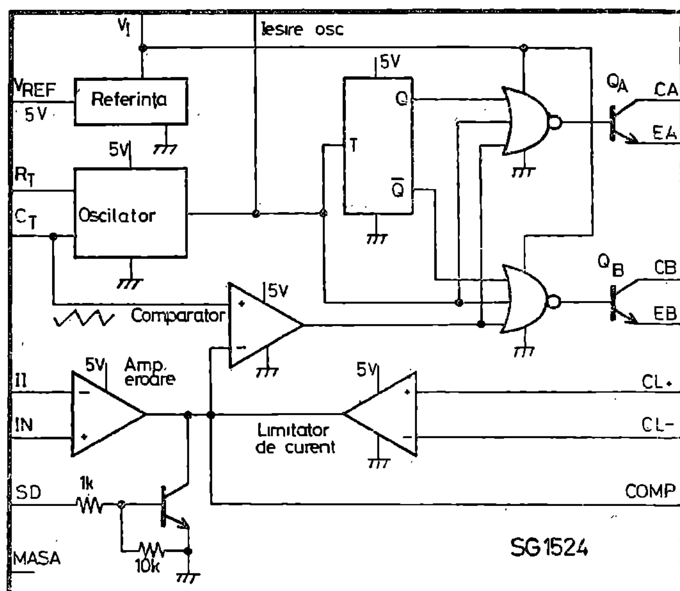


Fig. 4.96. Schema bloc a circuitului integrat SG 1524.

Facilitatea de a comanda în contratimp două tranzistoare comutator Q_A, Q_B oferită de regulatorul de comutație SG 1524 (fig. 4.96), permite utilizarea sa în combinație cu oricare tip din convertoarele c.c.—c.c. descrise.

Oscilatorul integrat în circuit conține un generator de curent constant I care se programează prin conectarea

unui rezistor extern R_T între terminalele R_T şi MASA, în domeniul 30 μA ... 2 mA în conformitate cu relaţia:

$$I=3,6\ V/R_T \tag{4.119}$$

Acest curent încarcă un condensator extern C_T conectat între terminalul cu acelaşi nume şi masă. Pe condensator se obţine o tensiune liniar variabilă crescătoare, care, cînd atinge o valoare limită fixată intern, comandă blocarea generatorului de curent I. Condensatorul C_T se descarcă rapid. Pe durata descărcării la ieşirea oscilatorului se generează un impuls dreptunghiular, utilizat pentru:

— comanda intrării de tact a circuitului basculant bistabil (flip-flop);

— blocarea simultană a tranzistoarelor comutator Q_A, Q_B pe durata tranziţiilor interne (este suficient ca cel puţin una din intrările unui circuit SAU—NU să fie în intrarea SUS pentru ca la ieşire să se asigure starea JOS);

— comanda sincronizării stabilizatoarelor sclav cînd se foloseşte un sistem de alimentare cu mai multe stabilizatoare în comutaţie.

Circuitul basculant bistabil furnizează comanda în contratimp, prin intermediul porţilor SAU—NU, a tranzistoarelor de ieşire Q_A, Q_B. Pentru a împiedica cele două tranzistoare să conducă simultan pe durata tranziţiei ieşirilor Q şi Q; impulsul de ieşire al oscilatorului înhibă porţile SAU—NU. Sistemul este eficient atîta vreme cît durata impulsului de inhibare este mai mare decît timpul de întîrziere al semnalului prin circuitul bistabil. Se observă că în comutarea tranzistoarelor Q_A, Q_B apare un timp mort. O durată de 0,5 μs pentru lăţimea impulsurilor se consideră suficientă. Acest mod de operare limitează inferior domeniul de valori pentru condensatorul C_T. Deoarece timpul său de descărcare este mult mai mic decît timpul de încărcare, perioada impulsurilor livrate de oscilator se poate aproxima cu expresia:

$$T=C_T R_T \tag{4.120}$$

Dacă din diverse motive pentru C_T se folosesc capacitoare de valori mici, durata impulsurilor de la ieşirea

oscilatorului se va lăţi prin conectarea unui capacitor între terminalul IEŞIRE OSC şi MASA, de ordinul 100 pF.

Limita superioară a domeniului de valori pentru capacitorul C_T este dată de factorul de umplere maxim acceptabil în aplicaţie. Uzual C_T ia valori în domeniul 1...100 nF.

Pentru sincronizarea cu un semnal de tact extern, pe terminalul IEŞIRE OSC, se aplică impulsuri cu amplitudinea de circa 3 V (impedanţă de ieşire a oscilatorului$\approx$ $\approx$2 kΩ). Frecvenţa oscilatorului propriu circuitului integrat se fixează la o valoare ceva mai mică decît a semnalului de sincronizare.

Sistemele de alimentare cu mai multe stabilizatoare de comutaţie cu SG 1524 se construiesc pe principiul „stăpîn-sclav".

Frecvenţa şi durata impulsurilor furnizate de oscilatorul „stăpînului" se proiectează mai mari decît cele ale „sclavului". Pentru frecvenţă un raport de 1,1 : 1 este suficient. Pentru durata impulsurilor de obicei se impune:

$$C_T(\text{sclav})=0{,}5\ C_T(\text{stăpîn}) \qquad (4.121)$$

Sincronizarea pe frecvenţa stăpînului se obţine prin simpla conectare împreună a tuturor terminalelor de ieşire din oscilatoare.

Amplificatorul de eroare compară o fracţiune din tensiunea de ieşire cu o fracţiune din tensiunea de referinţă furnizată de un stabilizator intern. El este un amplificator diferenţial de transconductanţă, caracterizat printr-o rezistenţă de ieşire de ordinul a 5 MΩ. Amplificarea de tensiune în buclă deschisă la joasă frecvenţă se poate fixa printr-un rezistor extern R_L conectat între ieşirea sa (terminalul COMP) şi masă, conform relaţiei:

$$A_V=g_m R_L=2\times10^{-3}R_L \qquad (4.122)$$

Caracteristica amplificare în buclă deschisă-frecvenţă prezintă un pol la o frecvenţă de aproximativ 200 Hz şi o bandă de frecvenţă la cîştig unitar de 5 MHz. Cu ajutorul acestor date se poate determina uşor reţeaua optimă de compensare a fazei, care se cuplează între terminalul COMP şi masă.

O altă utilizare a acestui terminal constă în supracomanda amplificatorului de eroare, prin absorbirea unui curent de 200 μA cu ajutorul unui circuit extern. Ca efect, ieșirea comparatorului comută în starea SUS, ceea ce conduce la blocarea tranzistorului comutator Q_A, Q_B.

Aceeași funcție se poate obține dacă la intrarea circuitului de tăiere (terminalul SD) se aplică un semnal de nivel ridicat.

Stabilizatorul de tensiune intern furnizează o tensiune de 5 V folosită pentru alimentarea celorlalte blocuri funcționale. El se poate folosi ca stabilizator de tensiune independent pentru alte circuite externe. Dacă se dorește un curent de ieșire mai mare de 50 mA se va adăuga un tranzistor extern de tip PNP.

Comparatorul de tensiune este blocul funcțional care realizează modularea duratei impulsurilor de comandă a tranzistoarelor Q_A, Q_B. El compară semnalul de eroare furnizat la ieșirea amplificatorului de eroare (proporțional cu variația tensiunii de ieșire a stabilizatorului) cu semnal de tensiune liniar crescătoare cules pe capacitorul C_T. Cît timp nivelul primului semnal este mai mare decît al celui de-al doilea, ieșirea comparatorului este în starea JOS. Cum pe durata încărcării condensatorului C_T ieșirea oscilatorului intern se află și ea în starea JOS, rezultă că la unul din circuitele SAU—NU toate intrările vor fi în această stare. Ca urmare, ieșirea porții logice va comuta în starea SUS și va deschide tranzistorul comutator aferent pe durata cît se respectă condiția dintre nivelele semnalelor de la intrările comparatorului.

La căderea semnalului pe condensatorul C_T, impulsul furnizat la ieșirea oscilatorului blochează tranzistorul deschis și modifică stările pe ieșirile circuitului bistabil. Astfel, la următorul impuls de tensiune liniar crescătoare, se îndeplinesc condițiile de deschidere a celuilalt comutator.

Se observă faptul că frecvența impulsurilor pe un comutator este jumătate din frecvența oscilatorului. Factorul de umplere al impulsurilor pe un comutator poate varia de la 0% la maximum 45%. Extinderea domeniului

pentru factorul de umplere pînă la 90% se poate realiza conectînd în paralel cele două tranzistoare de ieşire.

Fiecare tranzistor de ieşire este prevăzut cu:

— circuit de limitare a curentului de colector la 100 mA;

— circuit antisaturaţie pentru a îmbunătăţi răspunsul;

— acces atît la colector cît şi la emitor pentru a putea comanda tranzistoare externe PNP şi NPN.

Tensiunea colector-emitor la un curent de 50 mA nu depăşeşte 2 V.

Circuitul de limitare blochează ambele tranzistoare de ieşire cînd tensiunea aplicată între terminalele $CL+$ şi $CL-$ depăşeşte 220 mV. Acest circuit prezintă o tensiune pe mod comun maxim admisă de $\pm$ 1 V şi un pol la circa 300 Hz în caracteristica amplificare-frecvenţă. El se utilizează în realizarea diverselor circuite de protecţie.

Curentul consumat în gol de regulator este mai mic de 10 mA.

4.5.4. Aplicaţii

Regulatoarele de comutaţie descrise, combinate cu diverse tipuri de convertoare de tensiune c.c.—c.c. permit construirea unei largi varietăţi de stabilizatoare de tensiune în comutaţie. În proiectarea lor, o atenţie deosebită se acordă frecvenţei de comutaţie şi factorului de umplere în condiţii de funcţionare în regim permanent. Optimizarea duratelor t_{on} şi t_{off} se face în funcţie de tensiunile de intrare şi ieşire, căderile de tensiune pe comutator şi diodă şi de inductanţa bobinei. Valorile alese pentru cei doi timpi, determină, atît eficienţa transferului de putere cît şi eforturile la care sînt supuse componentele din convertorul de tensiune c.c.—c.c. O dimensionare incorectă a acestora poate conduce la autodistrugerea stabilizatorului (t_{on} mult prea lung).

Stabilizatorul coborîtor de tensiune din fig. 4.97, utilizează un convertor direct de tensiune c.c.—c.c. Tensiunea de intrare de 25 V se converteşte la ieşire într-o tensiune de 5 V cu o eficienţă de 79% la $i_0 = I_{OM}$ (70% la

$i_0=0,1\ I_{OM}$). Nivelul tensiunii de ieşire se fixează cu ajutorul reţelei de reacţie R_A, R_B. Dimensionarea rezistoarelor R_A, R_B se efectuează într-o manieră similară cu cea prezentată în paragraful dedicat stabilizatoarelor de tensiune de uz general. Tranzistorul comutator (Q_1, Q_2) conec-

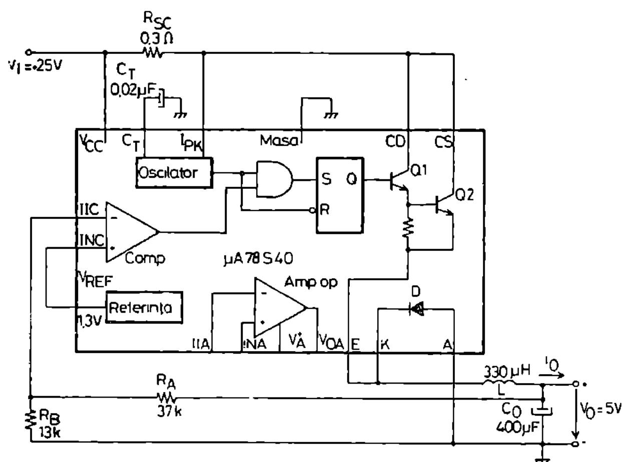


Fig. 4.97. Stabilizator coborîtor de tensiune cu μA78S40.

tat între intrare şi bobină prezintă în conducţie o tensiune de $V_S=1,6$ V, valoare care implică $t_{off}=60$ μs, ceea ce asigură respectarea condiţiei $t_{on}>10$ μs. Capacitorul de ieşire $C_0=400$ μF, reduce amplitudinea tensiunii de ondulaţie la ieşire la mai puţin de 25 mV. Curentul maxim debitat la ieşire s-a limitat la circa 550 mA.

Curentul de ieşire se poate mări adăugînd un tranzistor de comutaţie extern de putere mai mare. Această tehnică se ilustrează în fig. 4.98, unde ca regulator de comutaţie se utilizează circuitul integrat SG 1524. Tranzistorul compus extern (Q_1, Q_2, R_F, R_G) capabil să comute curenţi mai mari de 2 A, asigură la ieşirea stabilizatorului un curent de maximum 1 A. Rezistorul R_E limitează curentul de comandă al bazei tranzistorului compus.

Tranzistoarele comutator interne Q_A, Q_B avînd colectorii şi emitorii scurtcircuitaţi formează un comutator co-

Fig. 4.98. Stabilizator coborîtor de tensiune — extinderea domeniului de curent la ieşire.

mandat la o frecvență egală cu a oscilatorului intern (16,6 kHz). Factorul de umplere se poate varia pînă la 90%.

Nivelul tensiunii de ieșire V_0 se fixează prin divizarea tensiunii de referință (R_A, R_B) la un nivel de 2,5 V și prin rețeaua de reacție R_C, R_D. Prezența bobinei la ieșire impune compensarea în frecvență a amplificatorului de eroare printr-o rețea RC.

Rezistorul R_{SC} fixează valoarea de vîrf a curentului prin comutator (bobină) la 2 A.

În stabilizatorul inversor de polaritate din fig. 4.99, regulatorul de comutație μA 78S40 se combină cu un convertor cu acumulare de tensiune c.c.—c.c.

Deoarece emitorul tranzistorului comutator intern (terminalul E) nu are voie să coboare sub potențialul ma-

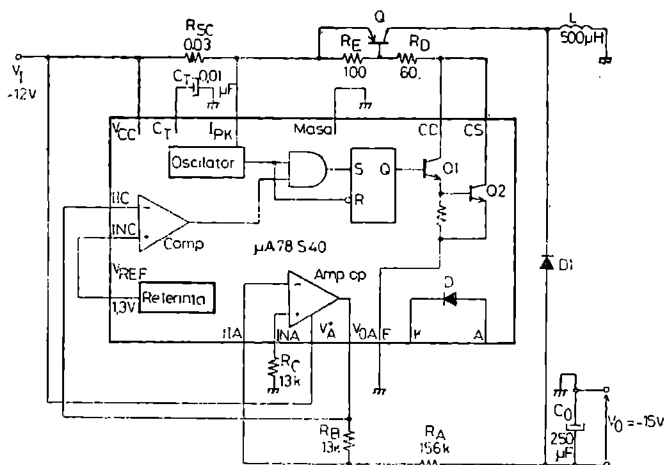


Fig. 4.99. Stabilizator inversor de polaritate cu filtru LC.

sei se recurge la un tranzistor extern Q. Rezistorii R_E, R_D polarizează tranzistorul Q și limitează curentul absorbit în comutatorul extern (Q_1, Q_2).

Același motiv face imposibilă folosirea diodei interne D și, ca urmare, se apelează la o diodă externă D_1.

Capacitorul C_T stabilește frecvența oscilatorului la aproximativ 22 kHz (t_{off}=30 μs). Curentul de vîrf prin comutator s-a limitat la 0,96 A, curentul mediu absorbit la intrare este minim 2,75 mA.

Tensiunea de intrare este convertită la ieșire într-o tensiune negativă de —15 V, cu o eficiență a transferului de putere de 93% pentru $i_0=I_{OM}$ (90% pentru i_0 0,1 I_{OM}. Curentul maxim absorbit la ieșire este I_{OM}=200 mA.

Amplificatorul operațional independent din circuitul integrat, admițînd tensiuni pe mod comun cu începere de la 0V, se utilizează pentru a furniza, prin intermediul rețelei de reacție R_A, R_B, o tensiune de aceeași polaritate cu V_{REF}=1,3 V, pe intrarea inversoare a comparatorului (IIC).

Cînd la ieșire se solicită tensiuni de polaritate inversă, mai mică în modul decît tensiunea de intrare și curenți de ordinul zecilor de mA se poate utiliza o schemă electrică fără bobină. În fig. 4.100 regulatorul de comutație SG 1524 se combină cu un convertor de tensiune c.c.—c.c. cu acumulare, realizat pe baza unui multiplicator capacitiv.

În secvența cînd Q_A este deschis și Q_B blocat, D_2 este direct polarizată și capacitorul C_1 se încarcă. Dioda D_3, fiind invers polarizată, separă capacitorul C_1 de ieșire.

În secvența următoare Q_A se blochează, Q_B se deschide. Tensiunea de pe capacitorul C_1 polarizează invers dioda D_2. Capacitorul C_1 se descarcă pe capacitorul C_0 tranzistorul Q_B și dioda D_3.

Pentru valorile capacitoarelor din figură, curentul maxim debitat la ieșire este de 20 mA.

Absența inductanței la ieșire elimină necesitatea rețelei de compensare în frecvență RC, capacitorul C_0 fiind suficient pentru a asigura stabilitatea.

Frecvența impulsurilor de comandă a comutatoarelor este de circa 25 kHz. Și în acest circuit nivelul tensiunii de ieșire se fixează divizînd tensiunea de referință (R_A, R_B) și apelînd la o rețea de reacție R_C, R_D. Dimensionarea acestor rezistoare se face cu ușurință pe baza unor

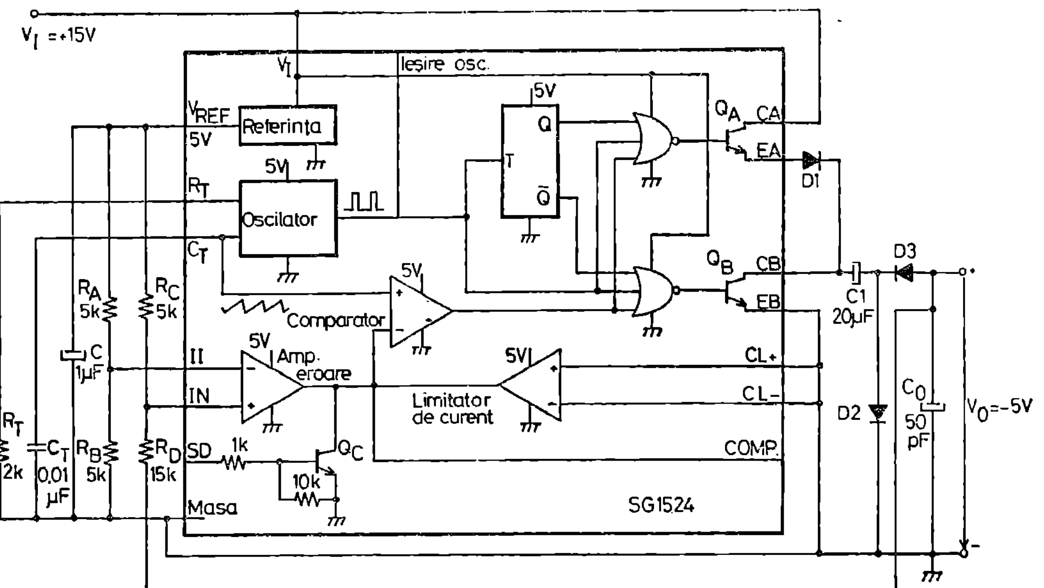


Fig. 4.100. Stabilizator inversor de polaritate cu multiplicator capacitiv.

relații prezentate în paragrafele precedente (vezi § 4.2.1.). Pentru valorile rezistoarelor din figură, stabilizatorul convertește o tensiune pozitivă de +12 V într-o tensiune negativă de —5 V.

Regulatoarele de comutație pot fi folosite în construirea stabilizatoarelor duale de tensiune.

O modalitate constă în adăugarea unui amplificator operațional care să furnizeze un al doilea nivel de tensiune de ieșire. În acest caz, stabilizatorul dual obținut va fi cu urmărire.

Tehnica de mai sus se ilustrează în fig. 4.101. În principiu, schema electrică este similară cu schema stabilizatorului inversor de polaritate, din fig. 4.99. Deosebirea constă în faptul că, de astă dată, amplificatorul operațional independent este utilizat pentru a furniza nivelul de

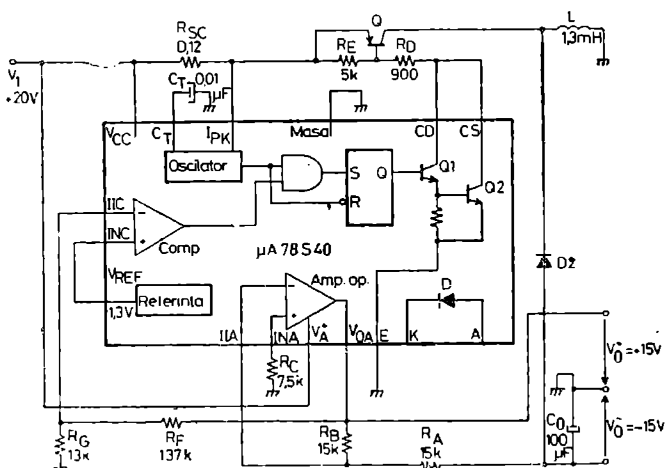


Fig. 4.101. Stabilizator dual de tensiune cu urmărire.

tensiune pozitivă, care urmărește variațiile celui de tensiune negativă (rețeaua de reacție R_A, R_B). Tensiunea de control aplicată pe intrarea inversoare a comparatorului se obține divizînd tensiunea de ieșire pozitivă prin divizorul rezistiv R_F, R_G.

Stabilizatorul convertește tensiunea de intrare V_I= 20 V în două nivele de tensiune de ieșire simetrice de $\pm$15 V, cu o eficiență a transferului de putere de 80% (75% pentru ieșirea pozitivă, 85% pentru cea negativă la curenți de ieșire $i_0=I_{OM}$=100 mA.

Această tehnică se poate aplica oricărui tip de regulator de comutație integrat, folosind un amplificator operațional extern.

O altă modalitate de construire a unui stabilizator dual de tensiune constă în utilizarea unui transformator de comutație cu priză mediană în secundar (fig. 4.102). Comutatoarele interne conectate în paralel comandă un tranzistor de putere extern Q de tip NPN. Rețeau RC conectată în paralel pe primarul transformatorului limitează vîrfurile de tensiune care apar în timpul comutației. Alegînd un raport de transformare corespunzător se pot obține tensiunile de ieșire dorite (redresate și filtrate prin D_1, D_2, C_0).

Nivelul tensiunii pozitive de ieșire (și implicit al celei negative) se controlează prin compararea tensiunii furnizate de rețeaua de reacție R_C, R_D cu tensiunea de referință divizată prin R_A, R_B. Prin urmare, circuitul are la bază un stabilizator ridicător de tensiune, realizat cu un convertor de tensiune c.c.—c.c. cu acumulare.

Folosirea transformatorului de comutație aduce în scenă un fenomen nou. Dacă factorul de umplere al impulsurilor este prea mare, miezul transformatorului se saturează, curentul prin primar crește și conduce la distrugerea stabilizatorului. Protecția la saturația miezului din transformator impune limitarea duratei impulsurilor de comandă sau suprimarea acestora.

Tranzistorul Q_1 se deschide cînd creșterea curentului din primar provoacă pe rezistorul R_{SC} o cădere de tensiune suficientă. Saturîndu-se, el limitează tensiunea pe intrarea inversoare a comparatorului la $V_{D3}+V_{CES}$, ceea ce conduce la limitarea duratei impulsurilor de comandă.

În condiții de funcționare normale, dioda D_3 se polarizează invers, izolînd tranzistorul limitator Q_L de intrarea comparatorului. Condensatorul C_2 se încarcă prin rezistorul R_E la o tensiune egală cu V_I. Acest condensator

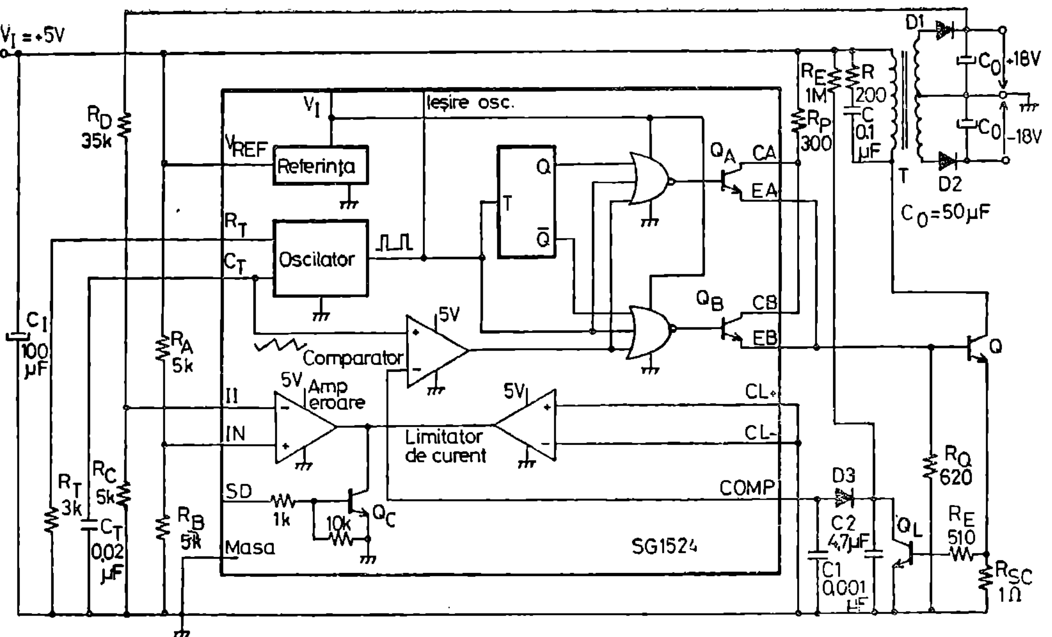


Fig. 4.102. Stabilizator dual de tensiune.

are rolul să împiedice ieşirea din limitare la comanda unor impulsuri de curent de durată foarte scurtă. De asemenea, el întîrzie procesul de declanşare a limitării cu durata necesară descărcării sale.

Condensatorul C_1 compensează în frecvenţă amplificatorul de eroare.

Rezistorul R_p limitează curentul prin comutatoarele interne.

Se menţionează că tensiunea de intrare trebuie limitată la cel mult 6 V, deoarece ieşirea din sursa de tensiune de referinţă interioară (V_{REF}) este conectată direct la intrare (V_I).

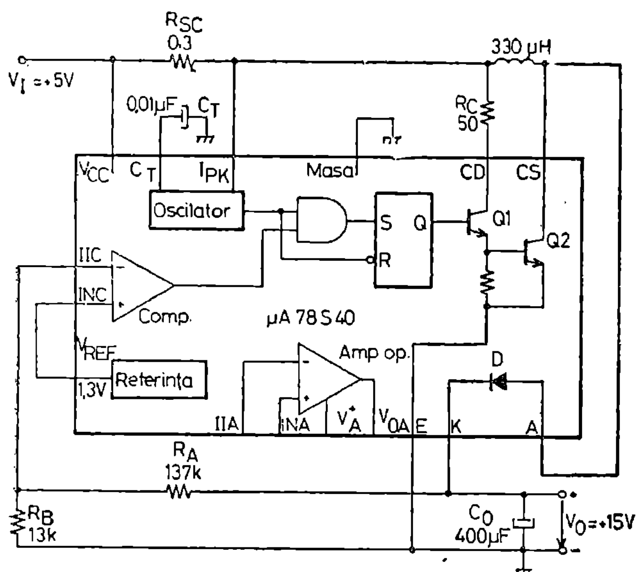


Fig. 4.103. Stabilizator ridicător de tensiune.

Figura 4.103 prezintă un stabilizator ridicător de tensiune realizat cu circuitul µA 78S40 în combinaţie cu un convertor de tensiune c.c.—c.c. cu acumulare.

Pentru valorile componentelor din figură, frecvenţa impulsurilor de comandă este de circa 9,5 kHz (t_{on}=73 µs;

t_{off}=30 μs). Separarea colectoarelor tranzistoarelor Q_1 și Q_2 reduce căderea de tensiune pe comutator la V_S=0,5 V. Rezistorul R_C limitează la circa 50 mA curentul de comandă a bazei tranzistorului Q_2.

Stabilizatorul convertește tensiunea de intrare V_I= 5 V, într-o tensiune de ieșire de 15 V, cu o eficiență a transferului de putere de 80% pentru $i_0=I_{OM}$=555 mA 78% pentru i_0=0,1 I_{OM}). Amplitudinea tensiunii de ondulație este mai mică de 25 mV.

4.5.5. Stabilizatoare de comutație construite cu stabilizatoare liniare

În momentul scrierii acestei cărți (1983), în țară nu se produc regulatoare de comutație integrate. Dată fiind dificultatea procurării unor circuite integrate de acest tip, devine utilă descrierea unor scheme electrice de stabilizatoare de tensiune continuă în regim de comutație construite pe baza stabilizatoarelor monolitice liniare din producția indigenă.

Comparativ cu stabilizatoarele de comutație precedente, aceste scheme electrice au o serie de dezavantaje: număr de componente externe mai mare, variația frecvenței de oscilație în timpul funcționării. Totuși, performanțele electrice furnizate, satisfac o gamă largă de aplicații în aparatura electronică. Ele sînt alcătuite dintr-un stabilizator liniar de tensiune (de uz general), un convertor c.c.—c.c. coborîtor de tensiune cu bobină, plus circuitele de protecție aferente (la scurtcircuitarea ieșirii la masă, la supratensiune la ieșire).

Amplificatorul de eroare, integrat în stabilizatorul liniar, comandă prin intermediul tranzistorului serie intern un tranzistor comutator extern. Prin aplicarea la frecvențe joase a unei reacții negative se obține modificarea factorului de umplere, controlîndu-se astfel nivelul tensiunii de ieșire. Aplicarea la frecvențe înalte a unei reacții pozitive determină amplificatorul de eroare să intre în oscilație, motiv pentru care, aceste tipuri de stabilizatoare de comutație se numesc autooscilante.

Pe durata funcționării, frecvența de oscilație nu este constantă, ci crește odată cu mărirea tensiunii de intrare sau a curentului prin sarcină.

Se menționează, de asemenea, o creștere rapidă a frecvenței de oscilație la scăderea curentului prin sarcină sub o anumită limită, cînd tranzistorul serie intern furnizează direct o bună parte din acest curent.

Domeniul frecvenței de oscilație este cuprins între 20 ... 100 kHz. Limita inferioară este dictată de creșterea gabaritului pentru miezul bobinei la frecvențe joase. Limita superioară este determinată de creșterea pierderilor de putere în tranzistorul comutator și dioda convertorului de tensiune c.c.—c.c. odată cu creșterea frecvenței. În banda de frecvențe indicată, eficiența transferului de putere la nivele mici și mijlocii se menține la peste 75%. Variația sa cu frecvența de oscilație, fiind mai mică de 10%, se poate neglija în majoritatea aplicațiilor. La nivele mari de putere, eficiența transferului depinde puternic de frecvența de oscilație, ceea ce impune stabilizarea acesteia.

Convertorul de tensiuni c.c.—c.c. se proiectează într-o manieră care să asigure o funcționare fără întreruperea curentului prin bobină. Comparativ cu valoarea sa medie ($\bar{i}_L$), dimensionînd inductanța bobinei cît mai mare, se urmărește reducerea variației acestui curent (I_{LM}—I_{Lm}) pe durata ciclului de funcționare, pentru a nu suprasolicita tranzistorul comutator și dioda convertorului.

Pe de altă parte, pentru reducerea timpului de răspuns tranzitoriu la variația sarcinii este necesar ca raportul $I_{LMax}/\bar{i}_L$ să fie cît mai mare, ceea ce implică o inductanță a bobinei mai mică. Optimizarea valorii inductanței bobinei se efectuează în funcție de parametrii tranzistorului și ai diodei din convertor, menținînd aceeași frecvență de oscilație, prin modificarea valorii condensatorului de ieșire C_0.

Stabilizatorul de tensiune continuă în regim de comutație prezentat în fig. 4.104 utilizează circuitul integrat ROB305 ca element de control și comandă a convertorului de tensiune c.c.—c.c. Rețeaua de reacție negativă R_A, R_B fixează tensiunea de ieșire între 4,5 ... 30 V.

Rețeaua de ieșire din sursa de tensiune de referință a circuitului este de circa $R'=2\ k\Omega$. Împreună cu rezistorul $R_D=4\ M\Omega$ formează rețeaua de reacție pozitivă aplicată amplificatorului de eroare. Ca urmare a acestei reacții,

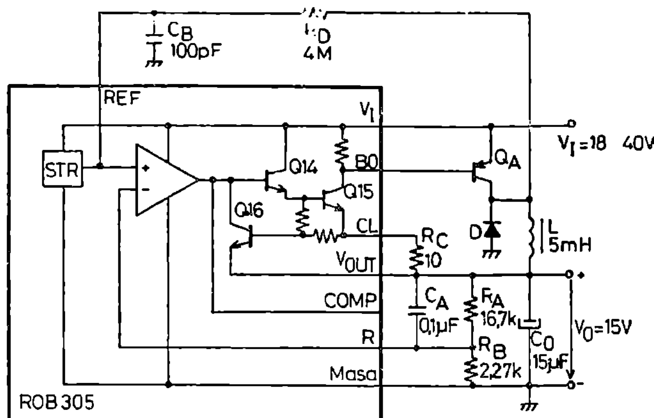


Fig. 4.104. Stabilizator de comutație cu ROB305.

pe intrarea neinversoare a amplificatorului apare o variație de tensiune de amplitudine:

$$\Delta V_{REF}=\frac{R'}{R'+R_D}(V_I-V_{CES}+V_D) \qquad (4.123)$$

unde V_{CES} = tensiunea de saturație a tranzistorului comutator extern Q_A.

Deoarece variația de tensiune s-ar transmite la ieșirea stabilizatorului amplificată prin factorul $1+R_A/R_B$, în paralel cu rezistorul R_A s-a conectat un capacior de decuplare C_A. Dată fiind valoarea ridicată a frecvenței de oscilație, practic amplitudinea tensiunii de ondulație la ieșire va fi ceva mai mare decît ΔV_{REF}.

Rezistorul R_C limitează curentul de comandă a bazei tranzistorului comutator Q_A la aproximativ:

$$I_{B\,Max}=\frac{V_{SE}}{R_C}-\frac{V_{BEA}}{600\Omega} \qquad (4.124)$$

unde V_{SE} = tensiunea de sesizare a limitării curentului de ieşire al circuitului integrat ROB305.

Capacitorul C_B, introdus între terminalul REF şi masă, elimină spiţurile de tensiune tranzitorii care s-ar transmite prin capacitatea parazită a rezistorului R_D la intrarea neinversoare a amplificatorului. Valoarea sa trebuie limitată la cîteva sute de pF pentru a reduce cît mai mult efectul de integrare a formei de undă din acest nod.

În funcţie de tipul de deschidere t_{on} al tranzistorului comutator şi de durata T a ciclului de oscilaţie, valoarea medie a tensiunii de ieşire verifică relaţia:

$$V_0 = \frac{t_{on}}{T}(V_I - V_{CES}) \tag{4.125}$$

În regim de funcţionare permanent, variaţia curentului prin bobină este aproximativ:

$$\Delta i_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{V_0 t_{off}}{L} \tag{4.126}$$

unde durata de blocare a comutatorului t_{off} se poate determina cu uşurinţă din relaţia (4.126).

Dacă se acceptă un raport K între valoarea maximă a curentului prin bobină şi valoarea sa medie (egală cu I_{OM}):

$$K = \frac{I_{LM}}{I_{OM}} \tag{4.127}$$

rezultă pentru inductanţă valoarea:

$$L = \frac{V_0 t_{off}}{2(K-1)I_{OM}} \tag{4.128}$$

De obicei, raportul K este cuprins între 1,2 ... 1,6.

Valoarea capacităţii C_0 se determină în funcţie de amplitudinea (V_r) tensiunii de ondulaţie admise la ieşire:

$$C_0 = \frac{V_0}{2LV_r} \cdot \left(T\frac{V_I - V_{CES} - V_O}{V_I - V_{CES}}\right)^2 \tag{4.129}$$

Relaţiile de mai sus permit dimensionarea componentelor externe ale stabilizatorului de comutaţie. Se men-

ționează că datorită aproximațiilor efectuate în deducerea lor, între rezultatele experimentale și cele teoretice apar diferențe relativ mari. Totuși, ele constituie un bun punct de plecare în construirea stabilizatorului de comutație descris, urmînd ca prin reglaje de laborator să se corecteze erorile care apar.

Răspunsul tranzitoriu la variația curentului de ieșire (ΔI_0) al unui stabilizator de comutație este mai lent decît cel al unui stabilizator liniar. Tensiunea de ieșire prezintă o scădere, respectiv o creștere, în funcție de creșterea, respectiv descreșterea curentului prin sarcină. Timpul de revenire (t_r) a tensiunii de ieșire la nivelul inițial, după ce a suferit o variație ΔV_0 este proporțional cu valoarea inductanței L, conform relațiilor:

$$t_r = \frac{2L}{V_I - V_{CES} - V_O} \Delta I_0 \quad (4.130)$$

$$V_0 = -\frac{L(\Delta I_0)^2}{C_0(V_I - V_{CES} - V_0)} \quad (4.131)$$

pentru creșterea curentului prin sarcină, respectiv:

$$t_r = \frac{2L}{V_0} \Delta I_0 \quad (4.132)$$

$$V_0 = +\frac{L(\Delta I_0)^2}{C_0 V_0} \quad (4.133)$$

Dacă timpii de revenire rezultă prea mari se recurge la reducerea inductanței L, simultan cu creșterea capacității C_0 și eventual, la alegerea unui tranzistor comutator și a unei diode care să suporte curenți de vîrf mai mari.

La scăderea rapidă a curentului prin sarcină creșterea nivelului tensiunii de ieșire poate distruge echipamentul pe care îl alimentează. Același efect poate avea și defectarea tranzistorului comutator extern (străpungere) tensiunea de intrare putînd fi de cîteva ori mai mare decît cea de la ieșire. Apare evidentă necesitatea unui circuit de protecție la supratensiune la ieșirea stabilizatorului.

În schema electrică din fig. 4.105, tranzistorul comutator extern T_A s-a înlocuit cu un tranzistor compus pentru a mări curentul maxim de ieşire. Dioda Zener Z, tiristorul T, rezistoarele R_F şi R_G, capacitorul C_B şi sigu-

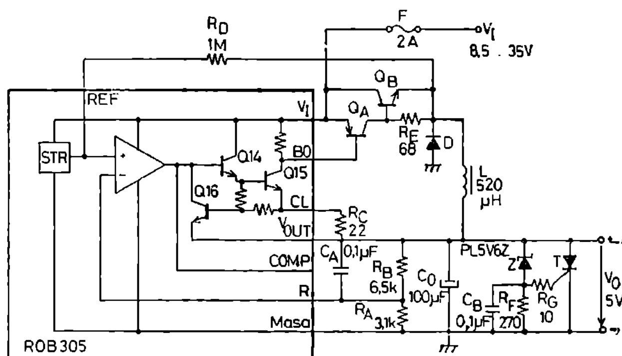


Fig. 4.105. Stabilizator de comutaţie cu protecţie la supratensiune la ieşire.

ranţa fuzibilă F constituie circuitul de protecţie la supratensiune. Cînd tensiunea de ieşire depăşeşte semnificativ tensiunea diodei Zener, aceasta intră în străpungere şi aprinde tiristorul. Ca urmare ieşirea se scurtcircuitează şi datorită creşterii curentului prin comutator se arde siguranţa F.

Rezistorul R_G limitează curentul de poartă, cînd tiristorul este aprins. Capacitorul C_B împiedică aprinderea tiristorului la impulsurile de tensiune de scurtă durată prezente la ieşirea stabilizatorului de comutaţie. Rezistorul R_F fixează împreună cu dioda Zener nivelul tensiunii de ieşire care declanşează circuitul de protecţie.

Stabilizatorul de comutaţie de tensiune negativă din fig. 4.106 utilizează stabilizatorul liniar ROB304. Rezistoarele R_B, R_D formează reţeaua de reacţie pozitivă care determină intrarea în oscilaţie a circuitului. Capacitorul C_B joacă acelaşi rol ca în schemele precedente. Rezistorul R_C limitează curentul maxim de comandă a bazei tranzistorului comutator extern compus (Q_A, Q_B, R_E, R_N).

Rezistorul R_E se dimensionează la o valoare suficient de mică pentru ca tranzistorul Q_A să nu fie deschis de curentul de polarizare (aproximativ 300 µA) debitat prin terminalul V_I al stabilizatorului integrat.

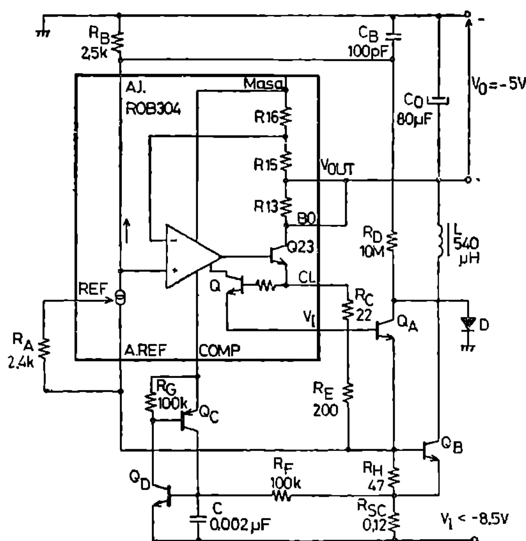


Fig. 4.106. Stabilizator de comutație cu ROB317.

Tranzistoarele Q_C, Q_D și rezistorii R_G, R_F simulează un tiristor de curent foarte mic (sub 100 µA). La depășirea pe rezistorul R_{SC} a tensiunii de deschidere a tranzistorului Q_D prin terminalul *COMP* se extrage un curent care blochează tranzistorul serie integrat în ROB304. În momentul îndepărtării suprasarcinii circuitul pornește singur, restabilind nivelul inițial al tensiunii de ieșire.

Stabilizarea de intrare a circuitului se poate îmbunătăți prin înserierea unui capacitor de 0,01 µF cu rezistorul R_D, pentru a separa pe curent continuu intrarea de terminalul AJUST. În caz contrar, variațiile de joasă frecvență ale tensiunii de intrare se pot transmite direct pe intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare.

O altă tehnică de protecție la suprasarcină se prezintă în fig. 4.107. Acest stabilizator, construit cu circuitul integrat ROB723, furnizează tensiuni de ieșire mai mici decît V_{REF}=7,15 V, intrarea inversoare fiind conectată di-

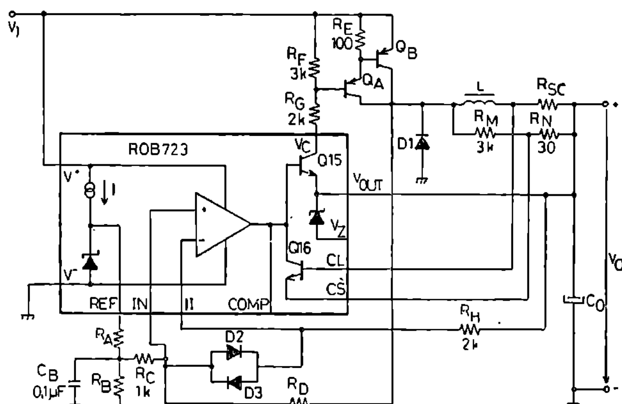


Fig. 4.107. Stabilizator de comutație cu ROB723

rect la ieșire (rezistorul R_H echilibrează curenții de polarizare la intrare ai amplificatorului de eroare). Cu ajutorul unei rețele de reacție negativă adecvată se pot obține și nivele de tensiune de ieșire mai mari decît tensiunea de referință.

Rezistoarele $R_C+R_A//R_B$ și R_D formează rețeaua de reacție pozitivă aplicată amplificatorului de eroare. Tranzistorul comutator extern compus (Q_A, Q_B, R_E) se polarizează prin divizorul rezistiv R_F, R_G, conectat la colectorul tranzistorului serie integrat în ROB723.

Tranzistorul limitator de curent Q_{16} se utilizează pentru a sesiza căderea de tensiune V_{RSC} pe rezistorul R_{SC} în stabilizatoarele liniare:

$$V_{RSC}=V_{SE}+(V_I-V_{CE\,min}-V_0)\frac{R_N}{R_M+R_N} \qquad (4.134)$$

Curentul maxim prin bobină va fi:

$$I_{LM}=\frac{V_{SE}}{R_{sc}}+\frac{V_I-V_{CE1\,min}-V_0}{R_{sc}}\cdot\frac{R_N}{R_M+R_N} \qquad (4.135)$$

Dacă $R_M = R_N$ este de ordinul kΩ, curentul prin divizor este neglijabil față de curentul prin bobină. Se recomandă ca raportul R_M/R_N să fie în jur de 100. Prin rezistorii $R_M + R_N$, reacția pozitivă își continuă acțiunea, chiar în condiții de scurtcircuitare a ieșirii la masă, menținînd regimul de oscilații. Această manieră de limitare a curentului previne supraîncălzirea tranzistorului comutator în cazul cînd ROB 723 ar intra în funcționare liniară.

Se menționează că ROB 723 poate fi utilizat și în construcția stabilizatoarelor de tensiune negativă în regim de comutație.

După cum s-a arătat anterior, la stabilizatoarele de comutație care furnizează curenți mari de ieșire (peste 3A) este necesar să se stabilizeze frecvența oscilațiilor semnalului de comandă a comutatorului. Metoda cea mai simplă și totodată cea mai răspîndită constă în sincronizarea stabilizatorului de comutație cu un oscilator extern stabil.

În schema electrică din fig. 4.108 s-a renunțat la reacția pozitivă (introdusă prin rezistorul R_D). Semnalul de sincronizare format din impulsuri dreptunghiulare cu am-

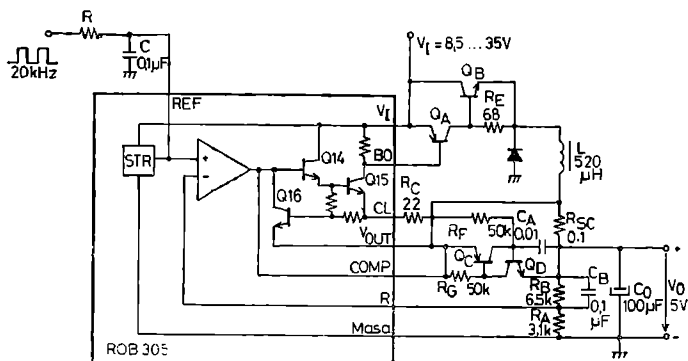


Fig. 4.108. Sincronizarea unui stabilizator de comutație.

plitudinea de circa 40 mV, furnizat de un oscilator extern se aplică prin intermediul unui circuit de integrare (R, C) pe terminalul *REF*. Forma de undă pe intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare devine triunghiu-

lară. Factorul de umplere al semnalului de comandă a comutatorului (Q_A, Q_B) se controlează prin nivelul de tensiune furnizat de rețeaua de reacție negativă (R_A, R_B) pe intrarea neinversoare (terminalul R). Dacă tensiunea de ieșire crește, tensiunea pe terminalul R crește proporțional, durata pe care semnalul de formă triunghiulară depășește acest nivel se reduce și ca urmare durata de deschidere a tranzistorului comutator (t_{on}) scade. Se observă că este vorba de un control prin modularea duratei impulsurilor de comandă. Condiția de funcționare a acestui sistem de sincronizare este ca amplitudinea tensiunii de ondulație pe terminalul R să nu depășească 1/4 din amplitudinea formei de undă triunghiulare. În caz contrar, stabilizatorul va oscila pe frecvența proprie.

Pentru circuitul de integrare se recomandă ca reactanța capacitivă la frecvența de comandă să fie sub 100 Ω (rezistența de ieșire este de 2 kΩ).

În afară de avantajul creșterii eficienței transferului de putere, sincronizarea stabilizatorului de comutație permite dimensionarea inductanței L și a condensatorului C_0 în scopul optimizării timpilor de răspuns tranzitoriu și al reducerii amplitudinii tensiunii de ondulație la ieșire.

Și în această schemă Q_C, Q_D, R_F, R_G simulează un tiristor utilizat împreună cu rezistorul R_{SC} și tranzistorul intern Q_{16} în circuitul de protecție la suprasarcină.

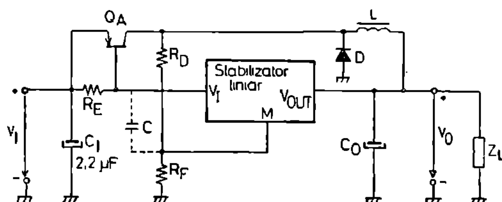


Fig. 4.109. Stabilizator de comutație construit cu un stabilizator liniar cu 3 terminale.

Fig. 4.109 prezintă un stabilizator de comutație ieftin, construit pe baza unui stabilizator de tensiune fixă (cu trei terminale). Bineînțeles, tensiunea de ieșire este identică cu cea furnizată de stabilizatorul liniar.

La pornire, întreg curentul prin sarcină este furnizat de stabilizatorul cu trei terminale. Pe măsură ce curentul de intrare crește, căderea de tensiune pe rezistorul R_E deschide tranzistorul comutator Q_A, curentul prin bobină crește. Curentul prin sarcină fiind constant, curentul debitat de stabilizatorul liniar scade din ce în ce mai mult și în consecință, tranzistorul Q_A se va bloca. Rețeaua de reacție pozitivă ($R_D \gg R_F$) introduce un histerezis în tensiunea aplicată în intrarea stabilizatorului liniar, care ajută la blocarea sau pornirea acestuia. Amplitudinea tensiunii de ondulație la ieșire este mai mare decît la schemele descrise anterior (100 ... 200 mV):

$$V_R = \frac{R_F}{R_D + R_F} (V_I - V_{CES} + V_D) \qquad (4.136)$$

Pentru reducerea ei se recomandă conectarea unui capacitor $C = 0,1\ \mu F$, ca în figură.

Eficiența transferului de putere poate atinge 80% dacă se minimizează componenta de curent continuu care trece prin rezistorul R_E. În acest scop se recomandă aproximarea ei conform relației:

$$R_E = \frac{V_{BES}}{V_I - V_{CES} - V_0} : \frac{2L}{t_{on}} \qquad (4.138)$$

unde V_{BES}, V_{CES} sînt tensiuni de saturație ale tranzistorului comutator Q_A.

Relațiile de proiectare prezentate la începutul paragrafului se pot utiliza și pentru această schemă.

Pe principiul de schemă expus mai sus s-a construit stabilizatorul de comutație din figura 4.110, unde se folosește stabilizatorul liniar de uz general din generația a doua ROB 317. Rețeaua de reacție negativă R_A, R_B stabilește nivelul tensiunii de ieșire între 0,8 ... 32 V.

Rezistorul R_C limitează curentul maxim de comandă a tranzistorului Q_A. Capacitorul $C_D = 300$ pF reduce frontul crescător, îmbunătățind viteza de comutație.

Această schemă are o aplicație deosebită. Ea se poate folosi ca prestabilizator cu urmărire în regim de comutație pentru un stabilizator de tensiune liniar. Tensiunea

de ieşire a prestabilizatorului se fixează la valoarea minim admisă pentru diferenţa de tensiune intrare-ieşire a stabilizatorului liniar. Conexiunea rezistorului R_F la masă se întrerupe şi se cuplează, la ieşirea stabilizatorului liniar. Ieşirea prestabilizatorului se conectează la intrarea

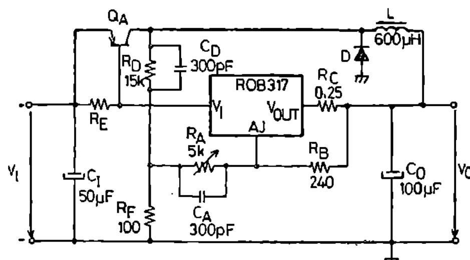


Fig. 4.110. Stabilizator de comutaţie cu ROB 317.

stabilizatorului liniar asigurîndu-se astfel o eficienţă maximă a transferului de putere indiferent de valoarea tensiunii de intrare.

Schema combinată descrisă asigură optimizarea tuturor parametrilor electrici ai stabilizatorului oricare ar fi diferenţa dintre nivelele tensiunii de intrare şi ieşire.

4.5.6. Componente pentru convertorul de tensiune c.c.—c.c.

Alegerea componentelor pentru convertorul de tensiune c.c.—c.c. constituie o etapă de maximă importanţă în eforturile de asigurare a unei fiabilităţi sporite a stabilizatorului de comutaţie.

Solicitările la curenţi şi tensiuni, la care trebuie să reziste aceste componente, depind de tipul convertorului. Într-un convertor de tensiune c.c.—c.c. cu revenire componentele suportă tensiuni mai mari decît cele de tip direct. Ca urmare, tranzistorul comutator şi dioda *D* se vor alege din categoria dispozitivelor cu tensiuni de străpungere mai mari.

În vederea reducerii pierderilor în comutare se vor alege tranzistoare şi diode rapide. Tranzistoare de joasă frec-

ventă ca 2N 3055 sau diodele redresoare sînt inadecvate pentru stabilizatoarele de comutație.

Tranzistorul comutator trebuie să prezinte tensiuni de saturație (V_{CES}, V_{BES}) sînt mai mici. Se recomandă utilizarea unor tranzistoare bipolare de comutație (2N 2905, 2N 3445, 2N 3447, BSX 35, BSX 45, 2N 3553, BDY 93, BDY 94, BU 205, BU 208).

La tranzistoarele de putere mare, se înseriază în bază circuite de optimizare a comutării, în vederea reducerii pierderilor pe fronturi. Aceste circuite realizate din bobine rezistente, condensatoare, bobine și diode de comutație, corectează forma de undă a curentului de comandă.

Proiectarea circuitelor de optimizare a comutării se efectuează în funcție de tranzistorul comutator ales. Prezentarea lor depășește cadrul lucrării.

Dioda din convertor se alege, urmărindu-se ca tensiunea de deschidere V_F și timpul de revenire să fie cît mai mici. În funcție de tensiunea inversă V_R pe care trebuie să o suporte se recomandă utilizarea următoarelor tipuri de diode :

a) pentru tensiuni $V_R<10V$ — diode de tip Schottky — V_F și timp de revenire foarte mici — ROD 01 UTY 210;

b) pentru tensiuni $10V<V_R<30V$ — diode cu siliciu cu tensiuni V_F mai mici de 1 V și timp de revenire de 0,1 μs — 1 N 3380, FD 666, 1 M 4322;

c) pentru tensiuni $V_R>30V$ — diode cu siliciu cu tensiuni $V_F=1,4$ și timpi de revenire 0,5 μs, — 1N 922, 1N 3957, 1N 5282.

În proiectarea bobinei L o atenție deosebită se acordă alegerii materialului pentru miez, sub aspectul gabaritului și al caracteristicii de saturație. Este preferabil că acest material să prezintă o caracteristică de saturație moale, în scopul evitării vîrfurilor de curent excesive, care apar în cazul caracteristicii abrupte, cînd curentul de ieșire este suficient de mare pentru a împinge miezul puternic în saturație.

La frecvențe în jur de 25 kHz și puteri sub 300 W se recomandă utilizarea de miezuri din fier silicios cu granuție orientată. La frecvențe de 50—100 kHz și puteri mici și medii se pot obține rezultate bune utilizînd miezuri de

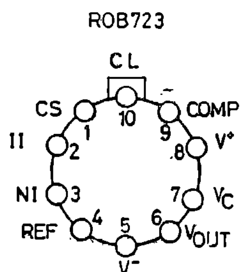
ferită. Rezultate excelente se obțin cu miezuri sinterizate din parmalloy cu molibden.

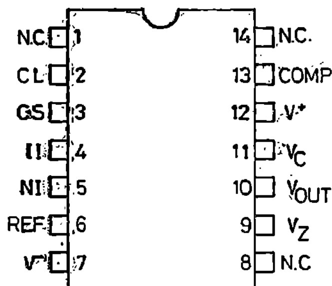
Capacitorul de ieșire C_0 se alege din categoria capacitoarelor cu un produs *CV* mare pe unitatea de volum. Deoarece amplitudinea tensiunii de ondulație la ieșire este dependentă de rezistența și inductanța serie echivalentă a capacitorului, alegerea se va orienta spre componente cu valori cît mai mici pentru acești parametri. La stabilizatoarele de comutație de putere mare se impune ca limită maximă pentru rezistență, respectiv inductanța serie echivalentă a capacitorului de ieșire să nu depășească cîțiva mΩ, respectiv cîțiva nH (la $f=50$ kHz).

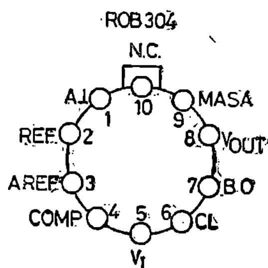
Acest capacitor trebuie să suporte variații mari de curent (în special la convertoarele de tensiune c.c.—c.c. cu revenire). La frecvențe mari această variație de curent poate conduce la distrugerea sa. Ca soluție se recomandă folosirea de capacitoare a căror tensiune de străpungere să fie mai mare decît cea dictată de nivelul tensiunii de ieșire.

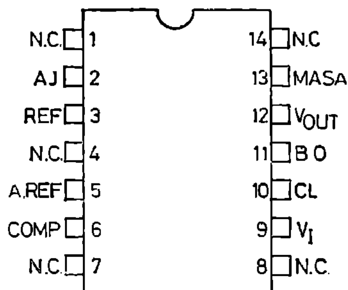
În conformitate cu domeniul de temperatură pe care va funcționa stabilizatorul de comutație se vor utiliza capacitoare electrolitice cu tantal (domeniu extins) sau cu aluminiu (domeniu comercial).

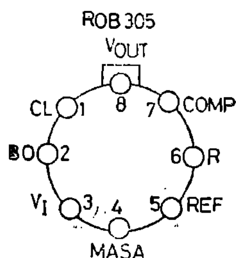
Anexă: **Diagrame de conexiuni.**

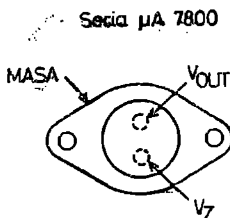


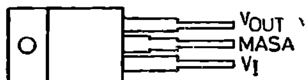




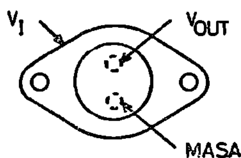


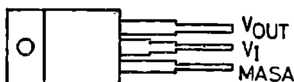


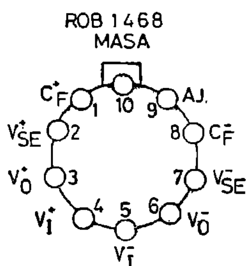


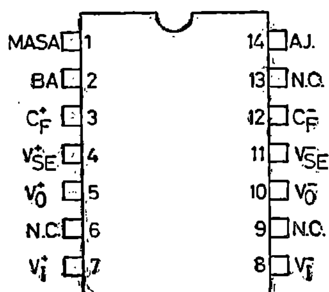


Seria µA 7900

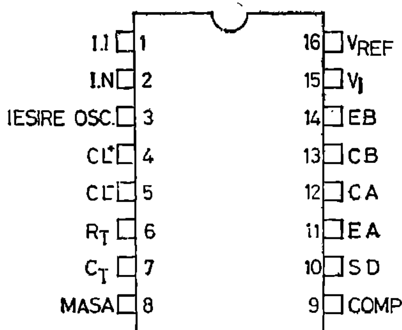






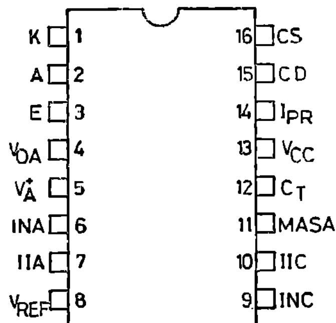


SG1524



Vedere de sus

µA78S40



Vedere de sus

BIBLIOGRAFIE

1. C. Bulucea ş.a. *Circuite integrate liniare,* Ed. Tehnică, 1976.
2. E. R. Hnatek *Applications of linear integrated circuits.* J. Whiley & sons, 1975.
3. R. J. Widlar *New developments in IC voltage regulators,* IEEE H. of SSC, SC-6, 1971.
4. Poner I. *Electronică Industrială,* Ed. Didactică şi Pedagogică, 1971.
5. A. Adamian *Voltage regulator handbook,* Fairchild Semiconductor, 1978.
6. * * * *Voltage regulator handbook,* National Semiconductor, 1978.
7. * * * *Les regulateurs de tension, SESCOSEM,* 1974.
8. * * * *Linear applications,* National Semiconductor, 1976.
9. * * * STAS 10407/75 — Circuite integrate liniare. Terminologie şi parametri principali.
10. * * * Circuits analogiques. Valeurs limites et caracteristiques essentielles de regulateurs de tension et courant, supplement de la Publication CEI 147-1, 1975.
11. T. D. Towers *Practical Solid-State DC Power Supplies,* Tab Books Nr. 891, 1978.
12. P. Constantin ş.a. *Electronica Industrială,* Editura Didactică şi Pedagogică Bucureşti, 1976.
13. M. Săvescu ş. a. *Circuite electronice* Vol. II, Editura Tehnică, 1969.
14. Ion Felea *Circuite cu tranzistoare în industrie,* Vol. II, Editura Tehnică, Bucureşti, 1964.
15. I. Feier, I. Dragu, V. Vulpe, *Dioda Zener — Aplicaţii,* Editura Tehnică, 1975.
16. D. Dascălu, A. Rusu, M. Profirescu, I. Costea *Dispozitive şi circuite electronice,* Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982.
17. R. J. Widlar *A versatile, monolitic voltage regulator,* AN-1 National Semiconductor, 1968.
18. R. J. Widlar *The LM 105 — An improve positive-regulator,* AN-23, National Semiconductor, 1969.
19. R. J. Widlar *Design for negative voltage regulator,* AN-21, National Semiconductor, 1968.

20. Robert A. Mammano *Dual polarity IC regulators and design and packaging,* Electronics, Feb., 1973.
21. L. Mattera *Powering up with linear IC's,* Electronics, Feb., 1977.
22. L. Mattera *Linears: a mixed bag of controllers, opto, converters,* Electronics, Feb. 1979.
23. R. A. Blauschild ş.a. *An NMOS voltage reference,* IEEE int. Solid State Conf. Dig. Of Tech Papers, Feb. 1978.
24. Eric A. Vittoz *A low voltage CMOS band-gap reference* IEEE J. of. SSC, SC-14, 1979.
25. P. R. Gray, R. G. Meyer *Analysis and design of analog integrated circuits,* Jhon Willey & Sons, New York, 1977.
26. J. D. Lieux *A new versatile precision voltage regulateur,* A. N. — Fairchild Semiconductor, 1969.
27. M. M. Scott *Circuit building blocks for voltage regulator,* AN-Fairchild Semiconductor, 1968.
28. R. J. Widlar *Design for negativ voltage, regulators,* AN-23, National Semiconductor, 1968.
29. A. P. Brokaw *A simple three-terminal I.C. Bandgap reference,* International S.S.C. conference, Philadelphia, feb. 1974.
30. R. J. Widlar *A new breed of liniar IC's runs at IV levels,* Electronics, march. 1970.
31. I. P. Tsividis, R. W. Ulmer *A C MOS reference voltage source,* IEEE, Int. SSC Conf. Dig. of Tech. Papers, feb. 1978.
32. R. Stere, I. Ristea, M. Bodea. *Tranzistoare cu efect de cîmp,* Editura Tehnică, 1972.
33. C. Cini *Power voltage regulators,* Notă de aplicaţii S.G.S. 1971.
34. Derek Bray *A CB audio compression system,* Monochip application note-10, Interdesign, 1976.
35. R. Damaye, C. Gagne *Alimentations electroniques, Theorie et Pratique,* Editions Radio, Paris 1982.
36. R. J. Widlar *I. C. provides on card regulation for logic circuits,* AN-42, National S, 1971.
37. N. Sevastopoulos, ş.a. LM 340 *series three terminal positive regulators,* AN-103, National S., 1974.
38. C. Cini *L005-L036-L037 Power voltage regulator,* S. C. feb. 1971.
39. * * * *The voltage regulator applications handbook,* Fairchild S., march, 1974.
40. T. Smathers, N. Sevastopoulos *LM 125/LM, 126/LM 127 precision tracking regulators,* AN-82, National Semiconductor, may 74.
41. N. Sevastopoulos ş.a. *LM 340 — series three terminal positiv regulators.*
42. R. Widlar *Designing switching regulators,* AN-2, National S., 1969.
43. R. Widlar *New uses for the LM 100 regulator AN-8,* National S., 1968.

44. * * * *Switching regulators, the μA78S40, universal regulator, application note,* Fairchild S., 1978.
45. * * * *Switched mode power supply,* MBLE, S. A., Ed. a III-a 1981.
46. G. Wolf *Main irelating switching mode power supply,* Electronic Appl. Bul. Vol. 32, No. 1, 1973.
47. L. E. Jonson, *A survey of converter circuits for SMPS* — Appl. Information — 469, MBLE, SA.
48. A.C.N. Sheng *Applications of the CA 3085 — series monolithic.*
49. L. R. Avery *IC voltage regulators,* ICAN-6157, RCA, 1974.
50. Kenneth Arthur *Power Supply Circuits* — Tektronix, 1971.
51. * * * *Manuel d'applications CID* Tome 2. Les régulateurs de tension — 1974 — THOMSON — CSF.
52. B. I. Artanov, A. A. Bokuneaev *Istociniki electropitania radioustroistv,* Moscova, Energoizdat, 1982.
53. A. M. Romas, *Istociniki vtoricinovo electropitania radioelectronnoi apparaturî,* Moscova, 1981.
54. * * * *Electropitanie ustroistv sveazi,* Moscova, 1981.

Lucrarea oferă cititorilor o privire de ansamblu asupra funcționării și caracteristicilor stabilizatoarelor de tensiune. O bună parte din montajele descrise au fost experimentate de autori.

În curs de apariție:

N. Drăgulănescu — **Agenda radioelectronistului**



Lei 15,50